



UNIVERSIDADE DO VALE DO TAQUARI - UNIVATES

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS

ESTUDO E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE AB

Douglas Michael Wermann

Lajeado/RS, novembro de 2020

Douglas Michael Wermann

ESTUDO E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO CLASSE AB

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade do Vale do Taquari - Univates, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Juliano Schirmbeck

Lajeado/RS, novembro de 2020

RESUMO

Os amplificadores de áudio aplicados aos sistemas de alta potência necessitam de fidelidade e confiabilidade no seu funcionamento devido a operarem com altas tensões e altas correntes. Para a estabilização dos estágios de amplificação são utilizadas compensações que permitem a plena estabilidade do sistema quando o mesmo funciona em malha fechada, garantindo uma região de resposta em frequência com ganho estável entre a frequência de corte mínima e máxima. O presente trabalho objetivou o desenvolvimento de um circuito amplificador de áudio classe AB, considerado de alta potência, com 800 Wrms em uma carga de 4 ohms; ele utiliza as classes A e B com estabilizações que garantem a linearidade do sistema para amplificação dos sinais de tensão e corrente, que possibilitam uma banda passante estável de 20 Hz a 20 kHz. Para atingir os objetivos propostos neste trabalho, foi realizada a pesquisa e análise de circuitos elétricos já existentes para implementação em placa de circuito impresso, a fim de obter um resultado satisfatório, utilizando ferramentas de laboratório para aferimentos finais e as respectivas conclusões.

Palavras-chave: Amplificadores. Fidelidade. Estabilização. Potência.

ABSTRACT

The audio amplifiers applied to high-powered systems need fidelity and reliability in their functioning because they operate on a high voltage and high currents. For stabilization of the amplification stages, there are compensations that enable the full stability of the system when it functions on closed loop, ensuring a region of response in frequency with stable gain between the minimum and maximum cut-off flat response. The current study aimed to develop a class AB audio amplifier circuit, considered of high power, with 800 Wrms in a charge of 4 ohms; it utilizes the classes A and B as stabilizers that guarantee the linearity of the system for amplification of voltage and current signals that enable a stable pass band from 20 Hz to 20 kHz. Research and analysis of the existent electric circuits for implementation on printed circuit board were done to achieve the objectives proposed in this study, aimed to obtain a satisfactory result, utilizing laboratory tools for final benchmarking and respective conclusions.

Keywords: Amplifiers. Fidelity. Stabilization. Power.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Resposta em frequência de um amplificador	21
Figura 2 - Sinal fundamental com seu 2° e 3° harmônico e sua resultante	22
Figura 3 - Função FFT no osciloscópio	24
Figura 4 - <i>Slew rate</i>	25
Figura 5 - Sinal senoidal	26
Figura 6 - Junções de um transistor BJT	29
Figura 7 - Relação de ganho do sinal de entrada para saída	30
Figura 8 - Região de carga de um transistor	31
Figura 9 - Topologia em classe A	33
Figura 10 - Topologia em classe B	35
Figura 11 - Cruzamento pelo zero em classe B	36
Figura 12 - Distorção de <i>Crossover</i>	36
Figura 13 - Classe AB	37
Figura 14 - Amplificador classe C	39
Figura 15 - Circuito simplificado classe D	40
Figura 16 - Classe G	41
Figura 17 - Classe H	42
Figura 18 - Bloco simplificado de um amplificador	43
Figura 19 - Arquitetura com 3 estágios de amplificação	44
Figura 20 - Circuito simplificado com 3 estágios	45
Figura 21 - Par diferencial	46
Figura 22 - Modelo de fonte de corrente constante	49
Figura 23 - Fonte de corrente constante e espelho de corrente	51
Figura 24 - Relação de ganho x frequência de um sistema em malha aberta	53

Figura 25 - Relação de ganho x frequência de um sistema em malha fechada com feedback negativo	53
Figura 26 - Diagrama de Bode com frequência de corte x ângulo	56
Figura 27 - Estágio amplificador de tensão <i>single-ended</i>	59
Figura 28 - Estágio VAS	61
Figura 29 - Estágio de saída	64
Figura 30 - Transistores de saída.....	65
Figura 31 - Potência dissipada x Potência na carga	66
Figura 32 - Estrutura de projeto.....	71
Figura 33 - Estágio de entrada	74
Figura 34 - Fonte de corrente do VAS.....	76
Figura 35 - Amplificador de tensão VAS	77
Figura 36 - Entrada diferencial com NFB	78
Figura 37 - Estágio de saída complementar.....	80
Figura 38 - <i>Datasheet</i> do transistor de saída 2sc5200	81
Figura 39 - Potência dissipada no coletor x temperatura do dissipador	83
Figura 40 - Curva de falha x temperatura.....	86
Figura 41 - Dissipador de calor	91
Figura 42 - Vista lateral do dissipador	92
Figura 43 - Comparação entre transformadores	93
Figura 44 - Esquema elétrico do banco de capacitores	94
Figura 45 - Banco de capacitores 2200 uF/100 V	95
Figura 46 - Teste da fonte com carga resistiva	96
Figura 47 - Medida de Vripple com plena carga em um dos lados da fonte.....	97
Figura 48 - Esquema elétrico da placa de potência	98
Figura 49 - Simulação do caso com maior dissipação de potência.....	99
Figura 50 - Placa de potência montada sobre o dissipador	100
Figura 51 - Vista superior da placa de potência	101
Figura 52 - Aletas de dissipação	101
Figura 53 - Sinal senoidal em máxima potência na carga.....	102
Figura 54 - Sinal senoidal na saturação	102
Figura 55 - Esquema elétrico da placa excitadora	103
Figura 56 - Placa excitadora.....	104
Figura 57 - Vista lateral (circuito completo)	105

Figura 58 - Circuitos do amplificador finalizado.....	105
Figura 59 - Vista frontal do painel.....	106
Figura 60 - Vista traseira	106
Figura 61 - Condição inicial para os testes	108
Figura 62 - Teste 1 com carga de 8 ohms.....	109
Figura 63 - Teste 2 com carga de 4 ohms.....	109
Figura 64 - Teste 3 com carga de 2 ohm	110
Figura 65 - Gráfico de Bode com 200 W	111
Figura 66 - Gráfico de Bode com 600 W	111
Figura 67 - Gráfico de fase.....	112
Figura 68 - Teste de <i>Slew Rate</i> $\Delta V = 80\%$	113
Figura 69 - Análise dos harmônicos	114
Figura 70 - Harmônicos de ordem ímpar.....	115

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação de sinais em Watt, para dB.....	19
Tabela 2 - Relação entre potência, tensão e corrente.....	27
Tabela 3 - Resultado dos testes finais	108
Tabela 4 - Amplitude dos harmônicos	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Hz:	Hertz
CC:	Corrente Contínua
SNR:	Signal Noise Ratio
W:	Watts
kW:	Kilowatts
FFT:	Fast Fourier Transform
DB:	Decibel
NFB:	Negative feedback
CD:	Compact disc
B:	Bel
mW:	Miliwatt
V:	Volt
mV:	Milivolt
A:	Ampère
mA:	Miliampère
THD:	Distorção harmônica total
N:	Noise
SR:	Slew rate
CA:	Corrente alternada
Vrms	Tensão eficaz
Vp	Tensão de pico
Vpp	Tensão de pico a pico
Prms	Potência eficaz
Ip	Corrente de pico

BJT	Transistor de junção bipolar
I_{rms}	Corrente eficaz
SE	Single ended
PP	Push-pull
I_q	Corrente quiescente
V_{be}	Tensão base-emissor
LC	Indutor capacitor
VAS	Voltage Amplification Stage
T_a	Temperatura ambiente
T_j	Temperatura de junção

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 Objetivos gerais	15
1.2 Objetivos específicos.....	15
1.3 Estrutura do trabalho	15
2 REVISÃO TEÓRICA	17
2.1 História do áudio	17
2.2 Medidas e limitações em amplificadores de áudio	19
2.2.1 Medidas logarítmicas	19
2.2.2 Resposta em frequência de amplificadores de áudio	20
2.2.3 Ruído (<i>Noise</i>)	21
2.2.4 Relação sinal / ruído.....	21
2.2.5 Distorção harmônica.....	22
2.2.6 <i>Slew rate</i>	24
2.2.7 Potência de saída em amplificadores de áudio	25
2.3 Classificação de componentes eletrônicos	27
2.3.1 Transistor de junção bipolar	28
2.4 Classes de amplificação	32
2.4.1 Classe A	32
2.4.2 Classe B	34
2.4.3 Classe AB.....	36
2.4.4 Classe C	38
2.4.5 Classe D	39
2.4.6 Classes G e H	40
2.5 Arquitetura de amplificadores classe AB com 3 estágios em cascata	42
2.5.1 Amplificador diferencial.....	45
2.5.2 Fonte de corrente constante	48
2.5.3 Espelho de corrente	50

2.5.4 Ganho de tensão em malha fechada	51
2.5.4.1 Ação do <i>feedback</i> negativo (NFB)	51
2.5.4.2 Polo dominante	55
2.5.4.3 Amplificador de tensão (VAS)	58
2.5.5 Ganho de corrente.....	62
2.5.5.1 Estabilidade térmica.....	63
2.5.5.2 Amplificador de corrente	64
 3 METODOLOGIA	 68
3.1 Métodos de pesquisa	68
3.2 Aplicações e avaliação	69
 4 PROJETO DO AMPLIFICADOR	 70
4.1 Dimensionamento da fonte de alimentação.....	71
4.1.1 Cálculos do retificador.....	72
4.2 Circuito de entrada.....	73
4.3 Amplificador de tensão VAS	75
4.4 Ganho de malha fechada NFB.....	77
4.5 Escolha da etapa de saída.....	79
4.5.1 Transistores de saída.....	81
4.5.2 Pré-driver e driver	87
4.5.3 Filtros de saída	89
4.5.4 Dissipador de calor	90
4.6 Testes e validação do projeto	92
 5 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS.....	 93
5.1 Escolha do transformador	93
5.2 Banco de capacitores	94
5.3 Teste da fonte de alimentação com carga	96
5.4 Simulação e teste da etapa de saída	97
5.5 Placa excitadora	103
5.6 Teste de potência e estabilidade térmica.....	107
5.7 Análise de resposta em frequência	110
5.7.1 Diagrama de Bode	110
5.7.2 <i>Slew Rate</i>	112
5.7.3 Análise de Fourier (FFT)	113

6 CONCLUSÃO	116
--------------------------	------------

REFERÊNCIAS.....	120
-------------------------	------------

1 INTRODUÇÃO

Desde o advento da eletrônica com a válvula tríodo em meados de 1906, o áudio sempre foi um fenômeno físico estudado para obter-se a reprodução mais original possível do conteúdo aplicado para a amplificação. Por volta dos anos de 1915, houve o surgimento dos primeiros amplificadores de áudio ou audiodfrequência, o que compreende a faixa de 20 *Hertz* (Hz) até 20 *Kilohertz* (kHz), sendo para aplicações em pequenos sistemas de rádio e televisão, e posteriormente, veio a preocupação para aplicação de sistemas amplificados para grandes eventos (BORTONI; NOCETI FILHO; SEARA, 1999).

A partir da demanda de sistemas com maior potência, ao longo dos anos foram desenvolvidas novas tecnologias para amplificação de áudio. Com o avanço da eletrônica transistorizada foi possível o avanço dos amplificadores para aplicação profissional, onde circuitos de maior complexidade foram sendo desenvolvidos (BORTONI; NOCETI FILHO; SEARA, 1999).

Em grande maioria, os circuitos de amplificadores para aplicação profissional recebem na entrada sinais de baixa amplitude, e o sinal de saída do sistema deve ter uma menor distorção possível em relação ao sinal original aplicado. Assim, para obter-se circuitos que não somam conteúdos harmônicos indesejados, algumas variáveis devem ser controladas para que o sistema de amplificação não entre em instabilidade e reduza sua linearidade original, como exemplo a escolha dos componentes e o controle de temperatura de operação dos transistores do amplificador (CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

Segundo Janssen (2004), a partir da década de 1980, surgiu uma maior preocupação com relação à distorção harmônica gerada pelas classes de amplificação, e projetos utilizando a teoria de realimentação negativa (critério de

estabilidade de *Nyquist*). Foram estudados para obter-se um maior controle e estabilidade de cada etapa de um amplificador em malha fechada, corrigindo assim problemas enfrentados por circuitos em malha aberta, e consequentemente reduzindo as não linearidades e o conteúdo harmônico gerado pelo circuito.

Outro ponto de importância no projeto de um amplificador de potência é sua fonte de alimentação. A fonte de corrente contínua (CC) deve ser capaz de drenar energia suficiente com um mínimo de ruído (*ripple*), para alimentar o circuito amplificador, pois a relação de potência média drenada na carga conectada na saída do amplificador é proveniente da fonte de alimentação pelo produto da eficiência do circuito amplificador (BARÚQUI, s.d.).

Segundo Self (2013), mesmo com todos os ruídos e distorções geradas pelo circuito da fonte e do próprio circuito do amplificador, métodos de compensação foram sendo desenvolvidos e testados, obtendo-se boas relações de sinal ruído (SNR – *Signal Noise Ratio*) do amplificador. Para se atingir circuitos de áudio profissional, deseja-se que a distorção harmônica não ultrapasse da ordem de 1% em relação ao sinal original, com um limite máximo aceitável de 10 %, considerado alto para amplificadores profissionais.

De acordo com Bortoni (2002), na tentativa de ganhar valor de mercado, atualmente alguns fabricantes exibem números e potências que não são medidas por nenhuma norma de regulação, assim, pequenos amplificadores mostram potências na ordem de *Kilowatts* (kW), com distorções excessivas o que levam exclusivamente a apelos de *marketing*.

Segundo Slone (1999), o projeto de um amplificador de potência é uma relação de compromisso entre potência, fidelidade de reprodução e valor monetário gasto no projeto. Não existe baixo investimento e alta potência, levando em comparação a um amplificador de alguns *Watts* (W) de saída, e outro com kW de saída.

Afim de compreender algumas classes de amplificação e classificação dos mesmos, neste trabalho serão apresentados fundamentos matemáticos de projeto e testes em um amplificador de áudio classe AB, com 800 Wrms utilizando sinal senoidal, com características particulares escolhidas e testadas, visando prioritariamente a aplicação em áudio profissional, com uma boa qualidade do sinal de saída do sistema de amplificação.

1.1 Objetivos gerais

Projetar, montar e realizar os testes em laboratório de um amplificador de áudio classe AB, aplicando na entrada do amplificador um sinal senoidal de 20 Hz a 20 KHz, e na saída, uma carga resistiva de 4 ohm, obtendo 800 Wrms.

1.2 Objetivos específicos

Abordar temas específicos no desenvolvimento da teoria e projeto de amplificadores de classe AB, realizar cálculos nas etapas de amplificação de tensão e corrente do circuito, e dimensionar a fonte de alimentação do amplificador.

Além disto:

- Analisar teoricamente as classes de amplificação e topologias existentes aplicadas para áudio;
- Realizar um estudo teórico separado de cada etapa de um amplificador com três estágios, mostrando o tipo da classe de amplificação para dada aplicação;
- Realizar uma análise do dimensionamento de uma fonte de alimentação linear para um amplificador de áudio classe AB, e mostrando a importância da filtragem capacitiva para aplicação em um amplificador de alta potência.
- Projetar um circuito amplificador de classe AB com 3 estágios;
- Realizar um estudo sobre estabilidade e resposta em frequência, especificamente para o projeto a ser montado em laboratório, mostrando a importância das compensações do circuito;
- Fazer a medição do consumo de potência na carga, e na fonte de alimentação, para assim, calcular a eficiência do amplificador;
- Mostrar em um osciloscópio a qualidade do sinal senoidal de saída com a função *Fast Fourier Transform* (FFT), e analisar a largura de banda plana passante do circuito, plotando o diagrama de *Bode* para o amplificador até a atenuação do sinal de entrada e saída em ± 3 decibéis (dB).

1.3 Estrutura do trabalho

No capítulo 2 será apresentada uma contextualização histórica sobre o áudio e as principais características e limitações de um sinal para aplicação em amplificadores de áudio. Serão apresentadas as diferentes classes de operação existentes para amplificadores de áudio e a estrutura básica de um amplificador de classe AB com três estágios.

No capítulo 3, será apresentada a metodologia de projeto, mostrando os métodos de pesquisas utilizados para o desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 4, é mostrado o projeto do circuito do amplificador, com detalhes específicos do dimensionado dos componentes a serem aplicados, levando em consideração dados de referências e cálculos.

No capítulo 5, são mostrados os resultados preliminares do projeto, com etapas já dimensionadas, com testes e simulações já realizados e no capítulo 6 a conclusão.

.

2 REVISÃO TEÓRICA

2.1 História do áudio

Com o advento da Segunda Revolução Industrial em meados da metade do século XIX, houve um avanço na tecnologia de sistemas mecânicos e elétricos. No ano de 1877, o físico norte-americano *Thomas Edison* criou o Fonógrafo, que utilizava placas cilíndricas no qual gravava o conteúdo de áudio e era reproduzido de forma totalmente mecânica. Cada placa poderia ser gravada somente uma vez com o conteúdo de áudio, pois o registro era feito de forma mecânica (HAUSSEN, 2008).

Segundo o site Wkoerichimoveis, em meados de 1888, o alemão *Emil Berliner* inventou o gramofone, que utilizava discos com conteúdo de áudio ao invés de placas cilíndricas. A vantagem do gramofone era que poderia se aplicar um maior conteúdo de áudio comparado com as placas cilíndricas, mas ainda assim, o sistema era totalmente mecânico.

Conforme o site Amplificadoresnextpro, Barros (2019), com o surgimento da eletricidade, houve um avanço considerável para gravação e reprodução dos conteúdos de áudio, principalmente para eventos sociais onde os sistemas exigiam uma pequena parcela de potência amplificada do conteúdo gravado. Em 1909, *Lee De Forest* inventor do primeiro amplificador com válvulas tríodo, conseguiu converter a energia de uma fonte de alimentação em sinais elétricos, empregando tecnologias analógicas com grandes perdas de energia em calor.

Ainda conforme o site Amplificadoresnextpro, Barros (2019), em 1920 surge a fita magnética, que possibilitava fazer gravações e as primeiras mixagens de conteúdo de áudio, onde dois conteúdos distintos podiam ser misturados, gerando efeitos de boa qualidade de áudio. As reproduções desses programas de áudio já eram feitas

por pequenos amplificadores com válvulas tríodo, elementos que amplificavam o conteúdo original, que alcançavam a ordem de potências de 10 Wrms.

Segundo o site Amplificadoresnextpro, Barros (2019), do final da década de 1940 até início de 1990, teve o aparecimento do disco de vinil e da fita cassete, que já armazenavam o conteúdo mixado com boa qualidade para reprodução. O revés para esse tipo de tecnologia ainda era um problema antigo, onde pouco conteúdo se armazenava para um grande volume de discos e fitas. Ainda na época, os sistemas que amplificavam os programas de áudio eram valvulados, ou circuitos mistos com transistores e válvulas, que enfrentavam problemas como alta potência de dissipação de calor e qualidade duvidosa.

Ainda para o site Wkoerichimoveis, após o aparecimento das tecnologias de áudio digital, o *Compact disc* (CD) veio revolucionando o mercado de áudio, com qualidade excepcional de reprodução e com memória consideravelmente boa para armazenamento quando comparando com as tecnologias anteriores. Com a boa qualidade gravação, veio a preocupação em reproduzir esses conteúdos em grandes escalas de potência, com boa eficiência e baixa distorção.

Conforme Self (2002), para realizar uma boa reprodução de áudio, os elementos amplificadores foram estudados e testados de forma que o avanço do transistor possibilitou a implantação de circuitos mais eficientes e confiáveis, comparados com as válvulas tríodo. Como descrito ao longo das décadas, em grandes sistemas de áudio, de nada adiantava ter um conteúdo de alta qualidade, se até o final da cadeia de amplificação o sinal seria amplificado com alto consumo de energia da fonte e alta distorção.

Segundo Self (2013), foram elaboradas diferentes topologias de amplificação de sinais de áudio com transistores, a fim de criar circuitos de alta qualidade e maior eficiência do que os circuitos valvulados, que tinham eficiência em torno de 30 a 40 % da energia consumida da fonte de alimentação.

2.2 Medidas e limitações em amplificadores de áudio

Serão explanadas as unidades logarítmicas de medidas e as principais limitações em sistemas de amplificação de áudio, como a largura de banda passante, ruído e distorção gerada em um amplificador.

2.2.1 Medidas logarítmicas

Conforme Bortoni (2002), comumente mais utilizado como medida de transmissão em telefonia, o Decibel, sendo a décima parte do bel (B), surgiu nos anos de 1930 em homenagem ao físico *Alexander Graham Bell*, que definiu o decibel sendo o logaritmo na base 10 entre potência de dois sinais distintos P1 e P2, medidos em W conforme a Equação 1.

$$N(\text{dB}) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad (1)$$

Assim, podendo afirmar que se P1 tiver a metade da potência de P2, P1 tem três dB a menos (-3dB) na escala logarítmica do que P2 (BORTONI, 2002). Na Tabela 1 temos um comparativo de potências e suas escalas em dB.

Tabela 1 - Comparação de sinais em Watt, para dB

P1/P2	N (dB) = 10. Log(P1/P2)
1/100 = 0,01	- 20 dB
1/10 = 0,1	- 10 dB
1/2 = 0,5	- 3 dB
1/1 = 1	0 dB
2/1 = 2	+ 3 dB
10/1 = 10	+ 10 dB
100/1 = 100	+ 20 dB

Fonte: Adaptado pelo autor 14 mar. 2020, de Bortoni (2002).

Existem outras formas de expressar unidades logarítmicas, todas fazem comparações a valores de referência, que servem para relacionar potências em W e em miliwatt (mW), tensão em Volt (V) e em milivolt (mV).

Para compararmos um sinal com potência qualquer, em relação a 1 W, utilizamos o dBW, onde P é o sinal em W, sendo representada na Equação 2 (BORTONI, 2002).

$$N(dBW)=10.\log \left(\frac{P}{1W} \right) \quad (2)$$

Quando se utiliza potências menores que 1 W, podemos referenciar o sinal com relação a 1 mW, e essa relação é dada por dBm, onde P é o sinal em mW, representado na Equação 3 (BORTONI, 2002).

$$N(dBm)=10.\log \left(\frac{P}{1mW} \right) \quad (3)$$

Segundo Bortoni (2002), para se ter a razão logarítmica entre duas tensões distintas, o resultado apresentado será em dBu ou dBV, sendo que o dBu utiliza-se como referência uma tensão de 775 mV e o dBV a referência utilizada é uma tensão de 1 V. Na Equação 4, pode ser visto que E_0 é a tensão de referência.

$$N(dBu/dBV)=20.\log \left(\frac{E}{E_0} \right) \quad (4)$$

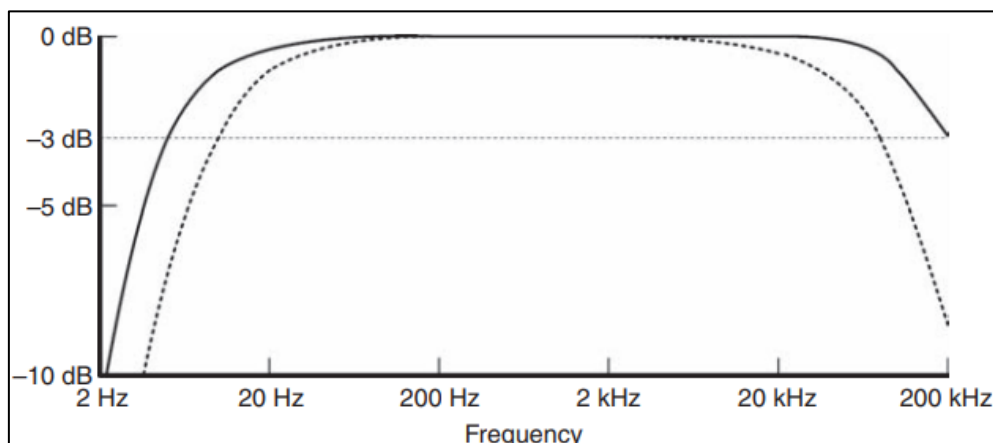
Pode se observar que quando se utiliza a operação de decibel para tensão, a mesma serve para comparar valor de corrente em *Ampere* (A) e *miliampere* (mA) (BORTONI, 2002).

2.2.2 Resposta em frequência de amplificadores de áudio

A resposta em frequência de um amplificador de áudio deve se estender plana por toda a banda passante de áudio entre 20 Hz a 20 kHz, dentro de uma tolerância razoável de $\pm 0,5$ dB. Geralmente os amplificadores modernos ultrapassam essa faixa, com uma resposta de frequência de 5 Hz a 200 kHz, dependendo da topologia utilizada.

Conforme Cordel (2011), embora a tolerância atribuída para alto falantes seja geralmente de ± 3 dB, a tolerância associada aos amplificadores de áudio é de - 3 dB de atenuação na banda passante. A partir do ponto de 0 dB, até uma atenuação de - 3dB é a maneira convencional de especificar a largura de banda de um amplificador de áudio, que geralmente é chamado de largura de banda passante de 3 dB, visto na Figura 1.

Figura 1- Resposta em frequência de um amplificador



Fonte: Cordel (2011, p. 6).

2.2.3 Ruído (*Noise*)

Segundo Self (2013), em um amplificador de áudio a geração de ruído (*N – Noise*) internamente no circuito deve ser a mínima possível para não comprometer algumas das etapas do amplificador. Já Cordel (2011) cita que, todo amplificador de áudio produz algum tipo de ruído, podendo ser causado por alguma interferência externa de rádio frequência (RF) ou mesmo algum campo magnético.

Ainda Self (2013), esse ruído é amplificado juntamente com o sinal de áudio e ele sempre estará presente no sinal de áudio em toda a faixa de potência do amplificador. Geralmente o ruído é especificado em uma escala de muitos dB abaixo do sinal de máxima potência de saída do amplificador ou referenciado a uma potência de 1 W de saída.

2.2.4 Relação sinal / ruído

Para Bortoni (2002), pode-se expressar o quanto de ruído existe em um sinal qualquer, a relação sinal ruído especifica o nível de ruído existente no sinal de saída de um amplificador. Essa relação pode ser feita de duas formas, ora com seu valor em dB, mostrado na Equação 5, sendo com os valores de potência do sinal e do ruído, ora comparando os valores de tensão dos sinais mostrado na Equação 6.

$$S/N(dB)=10.\log \left(\frac{Sinal}{Ruído} \right) \quad (5)$$

$$S/N(dB)=20.\log \left(\frac{Sinal}{Ruído} \right) \quad (6)$$

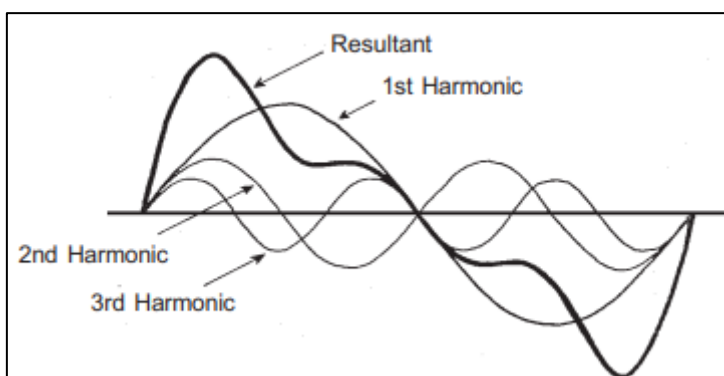
2.2.5 Distorção harmônica

Conforme Bortoni (2002), idealmente, um circuito amplificador recebe um sinal em sua entrada, e entrega na saída uma réplica do sinal de entrada, porém amplificado em amplitude, podendo ter diferença de fase (adiantado ou atrasado) em relação ao sinal de entrada. Na prática, os circuitos amplificadores geram ruídos e distorções harmônicas causados pelos componentes internos do circuito. Self (2013), cita que essas frequências harmônicas são geradas pelas não linearidades do circuito, suscetíveis a mudança de temperatura e frequência de operação, ocasionando assimetria no sinal de saída de um amplificador.

Ainda Bortoni (2002), a especificação mais comum para distorção em amplificadores de áudio é a Distorção Harmônica Total (THD), ou seja, é a razão entre o valor RMS total de todos os harmônicos e o valor RMS da frequência fundamental, medida na saída do amplificador.

Conforme Self (2013), quando se aplica um sinal na entrada de um amplificador, o próprio circuito adiciona harmônicos, que são sempre múltiplos inteiros da frequência mais baixa ou fundamental. Sendo um sinal aplicado ao circuito, a frequência fundamental será a de maior amplitude, e depois seus respectivos harmônicos de primeira ordem, segunda ordem e assim por diante, podendo variar suas amplitudes.

Figura 2 - Sinal fundamental com seu 2º e 3º harmônico e sua resultante



Fonte: Duncan (1996, p. 287).

De acordo com SELF (2013), a medição do THD geralmente é realizada com um sinal senoidal puro de 1 kHz (THD-1) aplicado a entrada do amplificador. O sinal fundamental de 1 kHz que aparece na saída do amplificador, passa por um filtro muito preciso, onde, todo o resto sendo harmônicos de distorção e ruído são medidos dando origem à especificação THD + N, ou THD + ruído. Vale lembrar que o ruído não faz parte do somatório das frequências harmônicas, mas usualmente, tudo o que soa em um tom diferente do sinal da fundamental entra no somatório de THD + N.

Conforme Ducan (1996), em testes de medição de THD em altas potências, o verdadeiro THD geralmente domina o ruído, sendo assim, o ruído é praticamente desprezível em relação a distorção. Porém em níveis mais baixos de potência a medição pode refletir o ruído em vez do THD real medido. O nível crescente pode realmente ser ruído e não distorção, e isso ocorre porque uma tensão de ruído se torna uma porcentagem maior do nível da fundamental, à medida que a fundamental diminui de amplitude em níveis mais baixos de potência.

Segundo Cordel (2011), para medição de THD, quanto maior for a frequência fundamental, maior será o THD aferido na saída de um amplificador. Geralmente na potência máxima de saída é onde a relação do THD aumenta. Isso se dá devido às limitações dos componentes internos do amplificador antes citados.

Para Bortoni (2002), a análise das frequências harmônicas pode ser realizada com um analisador de espectros ou um osciloscópio com a função FFT, que analisa a magnitude da fundamental e os harmônicos em dB, em relação ao domínio da frequência. Para se ter o valor do THD % de um sinal, pode-se analisar os harmônicos que dominam a maior amplitude, e calcular o valor conforme a Equação 7.

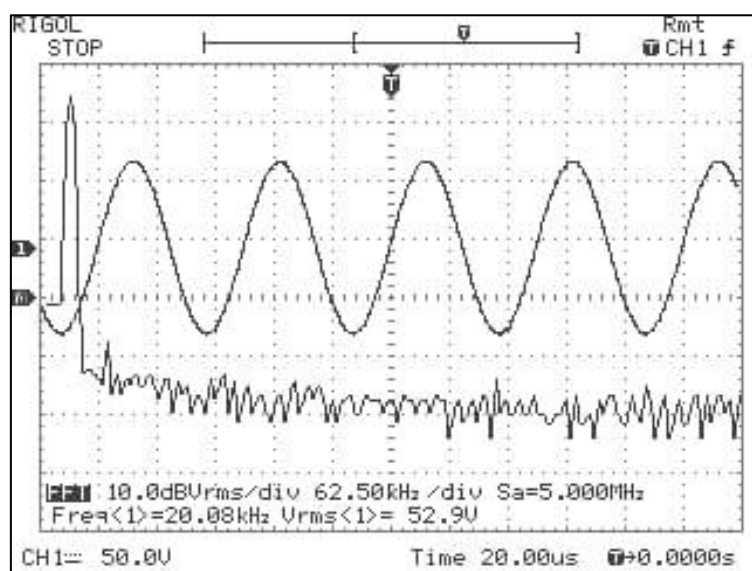
$$THD \% = \frac{\sqrt{(A^2_{2f} + A^2_{3f} + \dots + A^2_{nf})} \cdot 100}{Af} \quad (7)$$

De acordo com Self (2002), na prática, o nível de THD aceitável para amplificadores de áudio fica na ordem de 10 % de distorção, mas para equipamentos profissionais de alta fidelidade, esse valor não pode ultrapassar da ordem de 1 %. Geralmente em amplificadores de alta potência, o teste é realizado a meia potência de saída e a plena potência, com sinal senoidal de 1 kHz. Na Figura 3, pode ser visto

a função FFT de um sinal senoidal de 20 kHz e seus respectivos harmônicos em ordem de magnitude em dB.

Conforme Self (2013), a distorção THD em um amplificador de áudio é algo de suma importância, mas na prática, podem existir amplificadores com maior distorção harmônica, que conseguem soar melhor o áudio em relação a amplificadores com menor distorção, isso devido a outros parâmetros de projeto. Ainda Self, se for feito o comparativo de dois amplificadores, sendo um deles com 1 % de THD e outro com 2 %, será praticamente imperceptível a diferença nos dois amplificadores, podendo até mesmo o amplificador com 2 % ter um áudio melhor do que em relação ao amplificador de 1 %.

Figura 3 - Função FFT no osciloscópio



Fonte: Do autor (2020).

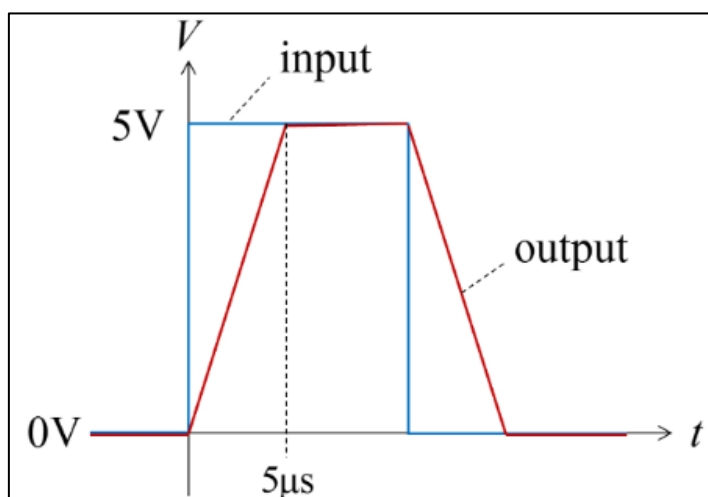
2.2.6 Slew rate

Um circuito amplificador impõe limitações ao sinal de saída, sendo uma delas a taxa de inclinação desse sinal em função do tempo, ou mais conhecido como *slew rate* (SR), sendo especificado em V/us (BORTONI, 2002).

Segundo Self (2006), o *slew rate* define a velocidade de resposta do sistema quando um sinal com uma certa frequência é aplicado em sua entrada (*input*). Geralmente a frequência de referência é de 20 kHz, e o valor teoricamente calculado

é o valor mínimo possível assumido para que o circuito tenha boas características. O valor do *slew rate* varia de acordo com a impedância da carga conectada na saída (*output*) do amplificador, e a potência drenada na carga.

Figura 4 - *Slew rate*



Fonte: Chegg (2020).

Na prática, para se aferir o *slew rate* de um amplificador, se aplica uma onda quadrada com uma frequência de 20 kHz na entrada do amplificador, e na saída se mede o tempo de subida ou de descida, com valor da tensão de pico do sinal de onda quadrada. (BORTONI, 2002). Esse valor medido pode ser comparado com o resultado da Equação 8.

$$SR(V/us) = \frac{\pi}{T} \cdot \frac{\sqrt{(P \cdot 2R)}}{500000} \quad (8)$$

Sendo: P à Potência máxima drenada na carga; T o Período completo de um ciclo em segundos; R à Impedância da carga em ohm.

2.2.7 Potência de saída em amplificadores de áudio

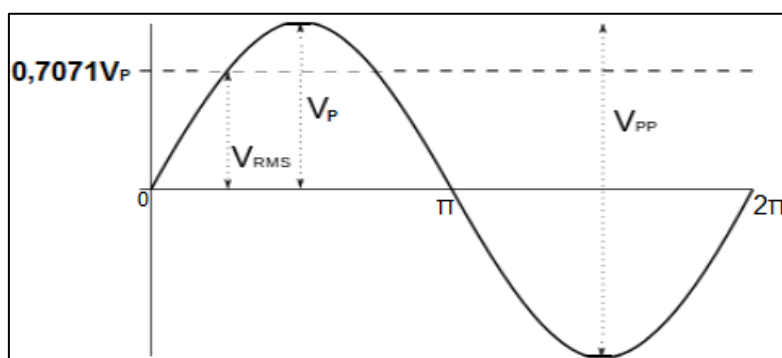
Segundo Bortoni (2002), comumente, uma das características mais disputadas entre os fabricantes de amplificadores é a potência de saída (P_{rms}) dada em W, ou potência eficaz com sinal senoidal de saída. Esse parâmetro nos amplificadores

geralmente é o que agrega valor ao produto, que por muitas vezes fabricantes exibem potências absurdas que só servem para apelos de *marketing*, onde na prática não aparecem com sinais senoidais.

Conforme Ducan (1996), os amplificadores de áudio retiram energia de uma bateria ou da rede corrente alternada (CA), e transformam essa energia em outra com modificações de amplitude, frequência e fase. O teste de potência máxima de saída de um amplificador, geralmente é realizado com um sinal senoidal com frequência de 1 kHz, e o sinal é amplificado até que o amplificador atinja em sua saída aproximadamente a amplitude da sua tensão da fonte (saturação) com alguns volts de perda devido a dissipação de calor gerada.

Na Figura 5, pode ser visto um sinal senoidal com suas propriedades elétricas que carregam os dados de tensão eficaz (V_{rms}), tensão de pico (V_p) e tensão de pico a pico V_{pp} .

Figura 5 - Sinal senoidal



Fonte: Aprender sobre eletrônicos (s.d).

O valor de V_{pp} é dado por duas vezes V_p , pois V_{pp} é a amplitude entre a crista positiva e negativa do sinal senoidal, e V_p pode ser um valor tanto para crista positiva quanto para a crista negativa. O valor de V_{rms} , é dado por uma relação de $V_p/\sqrt{2}$, ou também $V_p \cdot 0,7071$. Todos os valores citados só valem para sinais senoidais simétricos (SELF, 2006).

A potência eficaz na saída de um amplificador com um sinal senoidal é dada pelo quadrado de V_{rms} na carga, dividido pela impedância da carga R (ohms), que pode ser visto na Equação 9.

$$P_{rms} = \frac{V_{rms}^2}{R} \quad (9)$$

Pode se calcular também a corrente de pico (I_p), corrente eficaz (I_{rms}) e potência de pico (P_p), vistos nas Equações 10, 11 e 12.

$$I_p = \frac{V_p}{R} \quad (10)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} \quad (11)$$

$$P_p = V_p \cdot I_p \quad (12)$$

Segundo Self (2006), ao substituir valores nas Equações, pode-se notar que a potência de pico estará 3 dB acima da potência eficaz, ou mesmo, o dobro da potência.

De acordo com Self (2013), a Equação da potência é uma relação do quadrado da tensão. Toda vez que a tensão eficaz tiver o dobro de seu valor, a potência eficaz na saída de um amplificador será 4 vezes maior. Na Tabela 2, é mostrado os valores de P_{rms} , V_{rms} , V_p e I_p para potências variadas na saída de um amplificador com uma carga de 2 ohms.

Tabela 2 - Relação entre potência, tensão e corrente

P_{rms} (W)	V_{rms} (V)	V_p (A)	I_p (A)
200	20	28	14
400	28	40	20
800	40	56	28
1600	57	80	40

Fonte: Adaptado pelo autor 23 mar. 2020, de Cordel (2011).

2.3 Classificação de componentes eletrônicos

Para o projeto de um circuito eletrônico destinado a reprodução ou gravação de áudio, são utilizados uma gama de componentes eletrônicos. O componente eletrônico é utilizado como um dispositivo que conduz ou leva a corrente elétrica através de um meio condutor ou semicondutor (MILLMAN; HALKIAS, 1971).

De uma forma mais usual, pode-se dizer que os componentes eletrônicos são dispositivos que provocam alterações no comportamento das tensões e correntes elétricas nos circuitos.

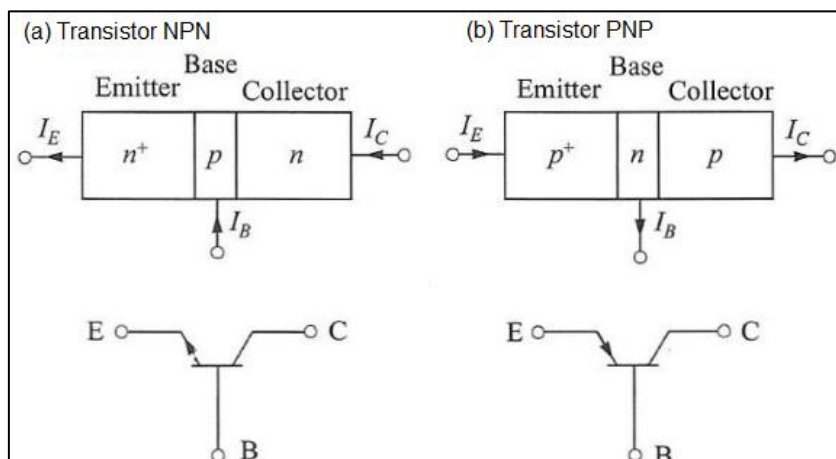
Conforme Cipelli, Markus e Sandrini, (2007), os componentes eletrônicos podem ser subdivididos em duas classes, os passivos e ativos. Os componentes passivos, por sua vez, não direcionam e nem são capazes de amplificar sinais, portanto, não oferecem nenhum ganho de amplificação em relação ao sinal de tensão ou corrente aplicado no mesmo. Esse tipo de componente tem ação de retardar a corrente elétrica ou armazenar energia, como exemplo são os resistores, capacitores, indutores etc.

Ainda Cipelli, Markus e Sandrini (2007), os componentes ativos geralmente são construídos com materiais semicondutores, de silício ou germânio, mas atualmente mais utilizado o silício. Os componentes ativos são definidos como capazes de oferecer energia ao circuito, ou ainda, são dispositivos que fornecem ganho ou amplificação à corrente ou tensão, e podem direcionar os sinais. Fazendo parte desse grupo os diodos, transistores, circuitos integrados etc. Dos componentes ativos existentes, o transistor é considerado um dos principais e o mais clássico entre eles, utilizado na função de amplificador, por exemplo.

2.3.1 Transistor de junção bipolar

O transistor de junção bipolar (BJT), ou mais citado como transistor, tem como o seu principal princípio poder controlar sinais de corrente elétrica, dessa maneira fornece o efeito de amplificação de um sinal. O transistor é constituído por três cristais de material semicondutor dopado, formando duas junções P-N, assim podendo ser obtidos dois tipos de transistores de junção, o NPN ou PNP (MARQUES; CHOUERI JUNIOR; CRUZ, 1998).

Figura 6 - Junções de um transistor BJT



Fonte: Skibitzki (2013).

Visto na Figura 6, o transistor é composto por 3 terminais, sendo emissor (E), base (B) e coletor (C). Para o transistor NPN, a corrente I irá circular com portadores positivos do elemento P (base), para o elemento para o N (emissor). No transistor PNP, a corrente irá circular com portadores positivos do elemento P (emissor), para o elemento N (base) (CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

O funcionamento do transistor PNP é igual ao do NPN, somente com as polaridades invertidas, assim, para os dois tipos de transistores, existem duas junções de polarização que serão essenciais para o correto funcionamento do transistor.

Junção base – emissor: é polarizada no sentido direto, apresentando uma resistência ôhmica baixa. A junção base-emissor nos transistores apresentam geralmente uma tensão fixa entre 0,7 V (V_{be}), e essa junção é sensível a variação de temperatura, assim, quando a temperatura da junção aumenta, a tensão V_{be} diminui. Essa junção é a responsável por colocar o transistor em condução entre o coletor e seu emissor.

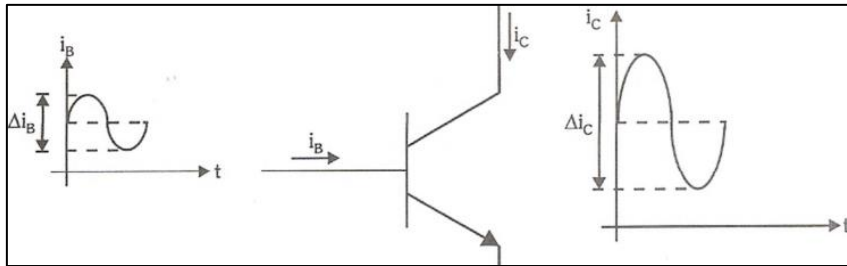
Junção base – coletor: é polarizada no sentido inverso, apresentando uma resistência ôhmica muito elevada. Nessa junção, não terá corrente circulando entre seus cristais N e P ou P e N (CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

Uma das características mais importantes de um transistor é seu ganho ou beta (β). O β é a sua capacidade de amplificar um sinal, ou corrente da base (I_b) para o coletor (I_c), assim, um transistor que tem um β igual a 100, terá uma relação de 100 vezes entre as correntes de base e coletor, dando um efeito de ganho de corrente da

base para o coletor, conforme a Equação 13 e Figura 7 (MARQUES; CHOUERI JUNIOR; CRUZ, 1998; CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (13)$$

Figura 7 - Relação de ganho do sinal de entrada para saída



Fonte: Pereira (s.d.).

Segundo Marques, Choueri Junior e Cruz (1998), a corrente que circula no emissor de um transistor é igual a soma das correntes de coletor e base, tanto para o NPN e o PNP, conforme a Equação 14.

$$I_e = I_c + I_b \quad (14)$$

Para o transistor NPN, a tensão entre coletor-emissor (V_{ce}), será dada pela soma das tensões V_{be} mais a tensão entre coletor-base (V_{cb}), conforme Equação 15.

$$V_{ce} = V_{be} + V_{cb} \quad (15)$$

Já para o transistor PNP, a tensão entre emissor-coletor (V_{ec}), será dada pela soma de V_{be} e a tensão entre base-coletor (V_{bc}), conforme Equação 16.

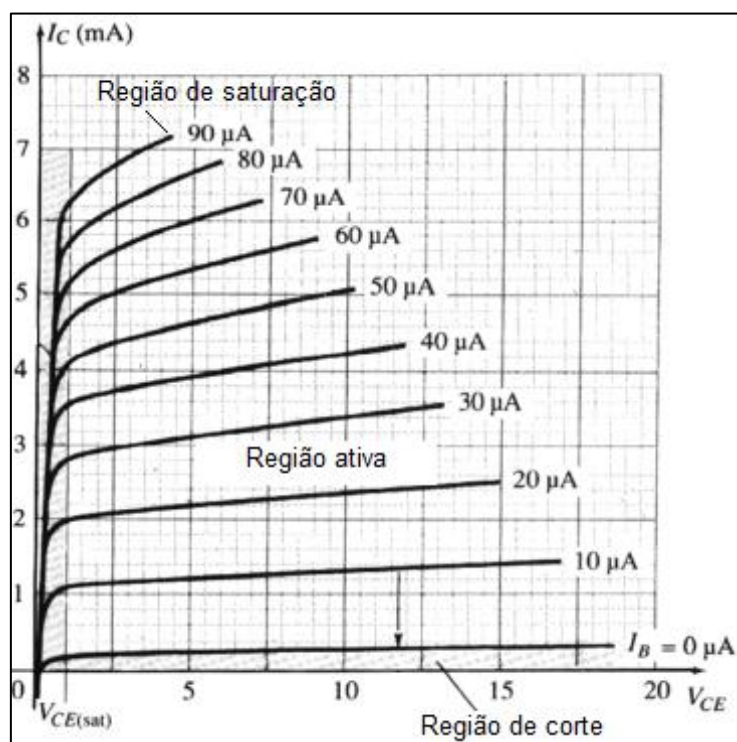
$$V_{ec} = V_{be} + V_{bc} \quad (16)$$

Segundo Marques, Choueri Junior e Cruz (1998), todo o transistor tem um ponto de operação ou denominado de ponto quiescente. O ponto quiescente pode ser em corte quando o transistor não está conduzindo corrente entre coletor-emissor e nesse ponto a tensão entre V_{ce} ou V_{ec} tem a amplitude da tensão da fonte aplicada

nos terminais do transistor. Outro ponto de operação pode ser em saturação, quando o transistor está conduzindo o máximo de corrente entre coletor-emissor, e nesse ponto V_{ce} ou V_{ec} tem seu mínimo valor assumido.

O ponto de região linear, ou ativa do transistor, se encontra no centro de sua reta de carga, assim permitindo que ele possa operar com grandes variações de corrente sem que ele entre em corte ou saturação (MARQUES; CHOUERI JUNIOR; CRUZ, 1998; CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

Figura 8 - Região de carga de um transistor



Fonte: Pereira (s.d.).

Conforme Millman e Halkias (1971), a partir da região de carga na figura anterior, pode-se ter algumas informações de V_{ce} , I_b e I_c , que podem ser impostas como limitações para um transistor. Os transistores como qualquer outro dispositivo ou material na natureza, tem suas limitações em valores máximos impostos pelo projeto do componente feito pelo fabricante, que deve ser cuidadosamente respeitado para que o mesmo não se danifique em seu ponto de operação. Entre as principais limitações temos a tensão máxima de coletor (V_{ce} ou V_{ec}), a corrente máxima de coletor (I_c) e potência máxima dissipada pelo de coletor (P_c). Na Equação 17 é representada a potência dissipada pelo coletor do transistor.

$$P_c(W) = V_{ce} \cdot I_c \quad (17)$$

Conforme Cipelli, Markus e Sandrini (2007), os transistores podem operar em uma faixa de potência variada, mas o que realmente se dá atenção é quando o mesmo opera em regime de média-alta potência, pois é nessa região que entra o fator de alteração do ganho β em função da temperatura do silício. Assim, quanto maior for a P_c dissipada pelo transistor, mais alta será a temperatura interna do transistor, e por diante, maior será o β e sua corrente de coletor I_c , o que faz levar o transistor a uma corrida térmica, que faz com que ele se danifique ou diminua muito sua vida útil.

2.4 Classes de amplificação

As variadas classes a serem consideradas a seguir, descrevem fundamentalmente tipos diferentes de comportamento da corrente no estágio de saída durante cada ciclo do sinal. Um amplificador de potência é formado por estágios de amplificação, alguns destinados para amplificação de tensão e outros para amplificação de corrente.

De acordo com Ducan (1996), a topologia Classe A uma das primeiras topologias utilizadas na eletrônica, e como principal razão, todas as outras topologias são uma melhoria na eficiência de conversão de energia no estágio de saída. Maior eficiência pode se traduzir em melhor uso dos recursos ou redução de custos em todos os estágios de um amplificador.

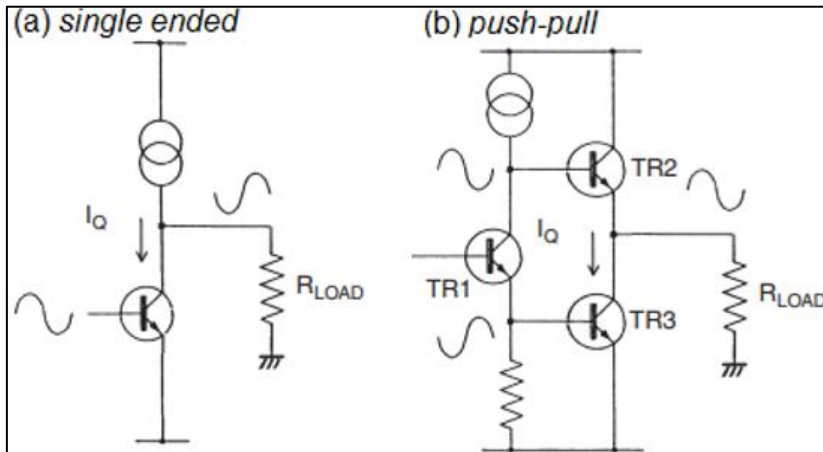
2.4.1 Classe A

Os primeiros amplificadores de potência operavam na topologia em classe A, com um elemento amplificador, ou mais conhecido com *single ended* (SE). Por volta do ano de 1930, surgiu a topologia em classe A *push-pull* (PP), que opera com dois elementos amplificadores (LIMA, s.d.).

Conforme Self (2013), amplificadores em classe A, operam em um ciclo de condução contínuo, ou seja, o sinal é aplicado nos elementos amplificadores, mais conhecidos como transistores, que fazem a condução do sinal em 360 °, vista na

Figura 5, de 0 à 2π , no qual nenhum dos transistores do amplificador entre em corte, ou deixe de conduzir corrente elétrica.

Figura 9 - Topologia em classe A



Fonte: Adaptado pelo autor em 24 mar. 2020, de Self (2006, p. 261).

Tendo como principais características, essa topologia por sempre ter os transistores em condução, uma corrente quiescente (I_Q) ou de repouso, sempre estará circulando na malha dos transistores para superar a tensão inicial de 0,7 V entre a base e o emissor (V_{be}), fazendo com que o circuito dissipe muita potência, resultando num rendimento (η) máximo em sua saída de 25 % para o circuito *single ended*, e 50 % para o circuito *push-pull* (SELF, 2013), vistos nas Equações 18 e 19.

$$\eta_{single\ ended} \% = \frac{V_{cc} \cdot I_c}{8} \cdot 100 = 25 \% \quad (18)$$

$$\eta_{push-pull} \% = \frac{\left(\frac{V_{cc} \cdot I_c}{2}\right)}{V_{cc} \cdot I_c} \cdot 100 = 50 \% \quad (19)$$

Para obter se a P_c dissipada em W no transistor, em função da potência de saída, pode se calcular em função dos valores médios do sinal senoidal, mostrados na Equação 20.

$$P_c(W) = V_{cc} \cdot I_c / 4 \quad (20)$$

Segundo Self (2006), por operarem com uma corrente quiescente, a diferença de eficiência entre o *single ended* e o *push-pull* da se devido ao *push-pull* operar com dois transistores praticamente em série, fazendo com que cada transistor tenha a metade da tensão da fonte entre seu coletor e emissor, e cada um deles possa operar amplificando meio ciclo do sinal de entrada, sem nunca entrar em corte.

Como apresentado anteriormente na Figura 5 e na Figura 6(b), TR2 conduz o sinal de 0 a π , e TR3 conduz de π à 2π sem obter nenhum corte do sinal de entrada.

A principal razão de se utilizar atualmente um amplificador de classe A é devido a sua baixa distorção, e grande linearidade. Os amplificadores classe A atualmente são mais aplicados em estágios de amplificação de sinais de tensão com baixa corrente, onde na saída do estágio classe A de potência não ultrapasse da ordem de 1 a 2 W. A classe A é amplamente anunciada como a única a possuir qualidade do áudio, que na realidade, supera positivamente apenas alguns dos muitos mecanismos de distorção, dos quais os amplificadores de potência de áudio sofrem (SELF, 2006; CORDEL, 2011; DUCAN, 1996).

2.4.2 Classe B

A classe B foi originalmente usada para economizar energia da bateria nos primeiros amplificadores de áudio portáteis, tanto a válvula quanto a transistor, na década de 1950. A principal característica positiva do amplificador classe B, é de ter uma eficiência N teoricamente de 78,5 %, devido ao estágio de classe B o transistor não operar com uma corrente quiescente, sendo assim, não há dissipação de potência quando não houver sinal em sua saída. A operação em classe B, é o ponto de partida para a grande maioria dos amplificadores de alta potência (DUCAN, 1996).

Nas Equações 21, 22, 23 e 24 podem ser visualizados os valores teóricos calculados para um estágio em classe B, sendo, a potência fornecida pela fonte (Pf), potência RMS de saída (Prms) e a potência dissipada (Pc) em cada transistor.

$$Pf(W) = \frac{2 \cdot V_{cc} \cdot I_c}{\pi} \quad (21)$$

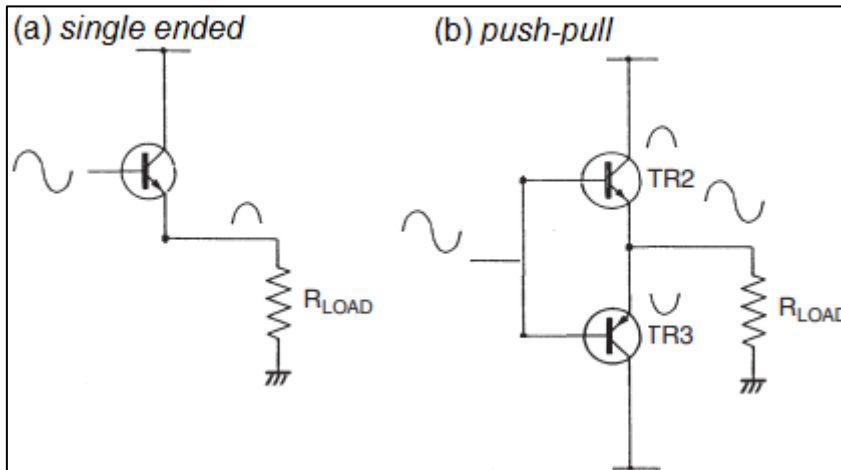
$$Prms(W) = \frac{V_{cc} \cdot I_c}{2} \quad (22)$$

$$N \% = \frac{P_{rms}}{P_f} = \frac{(V_{cc} \cdot \frac{I_c}{2})}{(2 \cdot V_{cc} \cdot I_c / \pi)} \cdot 100 = 78,5 \% \quad (23)$$

$$P_C = \left(\frac{2 \cdot V_p \cdot V_{cc}}{\pi \cdot R_L} \right) - \left(\frac{V_p^2}{2 \cdot R_L} \right) \quad (24)$$

A operação pura de classe B é definida como condução de um transistor ativo de 0 a π , visto na Figura 10 (a), por apenas meio ciclo do sinal senoidal. Para os amplificadores de áudio, a classe B implica necessariamente no mínimo dois dispositivos opostos sendo um NPN e outro PNP, que operam de 0 a 2π , vista na Figura 7(b).

Figura 10 - Topologia em classe B

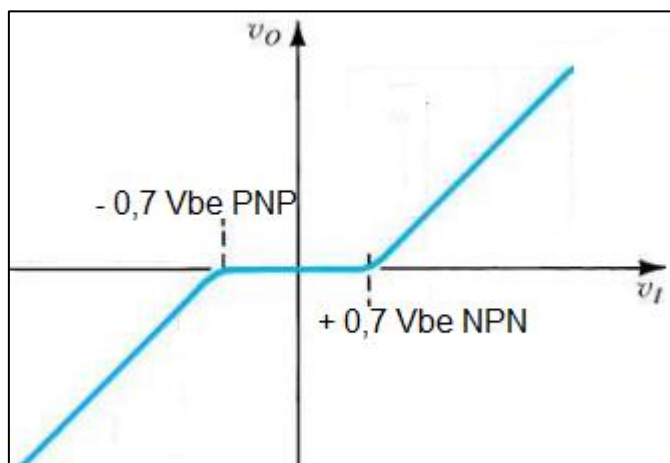


Fonte: Adaptado pelo autor em 24 mar. 2020, de Self (2006, p. 261).

De acordo com Self (2006), em comparação com o *push-pull* de classe A os dois podem usar circuitos muito semelhantes, sendo que os dispositivos de cada lado são cortados cerca da metade do tempo, ou seja, há pouca ou nenhuma condução em modo comum, mas o grande problema dessa topologia está relacionado a uma característica elétrica do transistor, ou mesmo a tensão de polarização de V_{be} .

Para um transistor sair da região de corte para a região de condução linear, o mesmo deve receber um sinal maior ou menor que 0,7 V entre sua base e emissor, dependendo se for NPN ou PNP. Como o amplificador classe B não tem uma polarização de base inicial, fica totalmente a critério do sinal aplicado realizar a polarização de base do transistor, fazendo com que de 0 V a $\pm 0,7$ V o transistor fique em corte, e passe a conduzir somente após atingir esse nível de tensão (BORTONI, 2002).

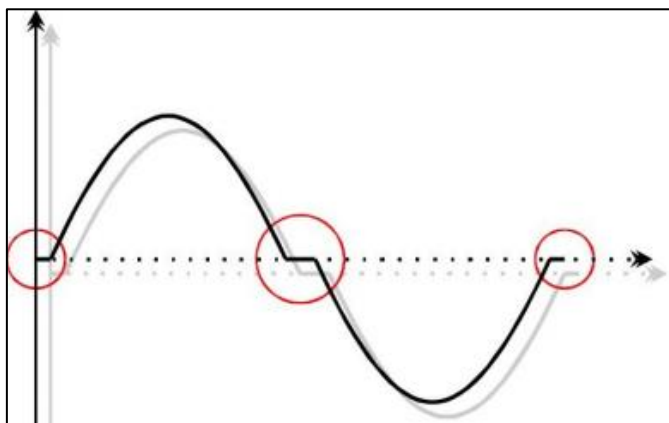
Figura 11 - Cruzamento pelo zero em classe B



Fonte: Adaptado pelo autor em 23 mar. 2020, de Dias (2006, p. 11).

O efeito da não condução do transistor até os 0,7 V gera uma forte distorção harmônica, conhecida como distorção por cruzamento no zero (*crossover*), de ordem ímpar, por se caracterizar por um pequeno tempo morto. Em um amplificador de áudio, essa distorção é mais notável quando a potência de saída é na ordem de alguns W de saída, já em altas potências não é muito notável (CORDEL, 2011).

Figura 12 - Distorção de *Crossover*



Fonte: Bortoni (2007).

2.4.3 Classe AB

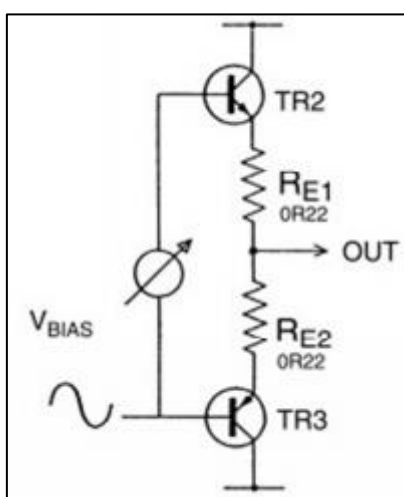
Como visto, a classe A tem como principal característica uma baixa eficiência e uma baixa distorção do sinal de saída, e a topologia classe B já tem uma eficiência melhorada, mas para aplicação de áudio o sinal de saída fica com grandes distorções de *crossover* geradas pelo cruzamento do sinal no zero.

Para se ter uma topologia com baixa distorção e uma eficiência melhorada, se aplica a topologia de classe AB, onde em uma pequena parcela do sinal no amplificador opera em classe A, e quando tem se um regime de grandes sinais (maior que V_{be} de 0,7 V) o amplificador entra em regime de classe B.

Na classe B, a distorção de *crossover* é gerada pelos transistores estarem em corte quando V_{be} é menor que 0,7 V teoricamente. Para manter o(s) transistor em condução na região linear, basta ter na junção base-emissor uma corrente CC circulando, e o V_{be} será igual a 0,7 V. Essa técnica de manter o transistor na região ativa é utilizada pela classe A, e obtém-se um sinal puro na saída do amplificador (DUCAN, 1996).

Segundo Carvalho (2012), na prática, os amplificadores classe AB estão polarizados um pouco acima da região de corte, por uma corrente CC ou mais conhecida como *bias*, calculada para minimizar o efeito da distorção de *crossover*. O circuito como um todo fica muito próximo das características de um amplificador classe B, mas sem a distorção de saída, fazendo com que essa topologia tenha uma boa eficiência em relação à classe A.

Figura 13 - Classe AB



Fonte: Carvalho (2012).

Segundo Millman e Halkias (1971), em um estágio de classe AB com um transistor NPN e um PNP, ou seja, um par complementar, a tensão de bias (V_{bias}) teoricamente deve ser de 1,4 Vpp, assim, resultam em + 0,7 V para o transistor NPN e – 0,7 V para o PNP, como visto na Figura 13. Neste tipo de topologia, é muito

importante o casamento dos β entre os transistores, pois se um deles tiver mais ganho que o outro, pode levar a um dos lados ter uma maior amplificação devido ao ganho do transistor, e isso pode acarretar em distorção harmônica causada por assimetria do sinal da saída.

A eficiência desse tipo de topologia fica praticamente a mesma da classe B, pois a corrente quiescente da classe A será de alguns miliampères, fazendo com que a potência dissipada da classe A em relação a dissipação da classe B seja insignificante. O que pode se notar nesse tipo de topologia, que se aumentar o V_{bias} a região da classe A irá aumentando, podendo chegar a operar somente em classe A com uma grande potência dissipada em calor. A tensão de V_{bias} irá polarizar o estágio de saída, de forma que haverá um ângulo de transição θ_Q da classe A para a classe B, e a eficiência desse tipo de topologia dependerá justamente em qual ponto será feito a transição da classe. Devido a essa transição, essa topologia é conhecida como classe AB (SELF, 2013; CORDEL, 2011).

Na Equação 25 temos a eficiência da classe AB em relação ao ângulo de transição.

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{cesat}}{V_{Lmax}}} \cdot \left(\frac{V_L}{\left(\frac{V_{Lmax}}{\theta_Q \cdot \sin \theta_Q + \left(\frac{V_L}{V_{Lmax}} \right) \cdot \cos \theta_Q} \right)} \right) \quad (25)$$

A eficiência também pode ser expressa de maneira mais simples, onde PL é a potência consumida pela carga, e PS a potência fornecida pela fonte de alimentação, vista na Equação 26.

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} \quad (26)$$

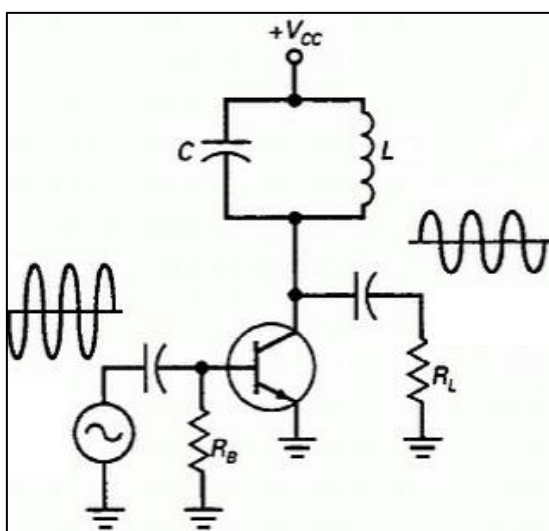
2.4.4 Classe C

A topologia classe C não é usualmente utilizada na linha de áudio, e sim mais utilizado em circuitos transmissores de radiofrequência. Essa topologia é polarizada de forma que amplifique menos de 180° do sinal de entrada. Geralmente o transistor

amplificador é associado a um circuito oscilante ou circuito tanque, e o mesmo possui uma eficiência entre 70 %.

Segundo Slone (1999), os amplificadores classe C usam como carga no coletor do transistor circuitos que ressonam na frequência que o ramo LC está oscilando, e por isso, a maioria dos amplificadores de classe C são amplificadores sintonizados. A amplitude do sinal de saída de um amplificador classe C irá depender da amplitude e da frequência do sinal de entrada, pois o circuito tanque ou capacitor indutor (LC) irá se comportar como um filtro de atenuação

Figura 14 - Amplificador classe C



Fonte: Profelectro (s.d.).

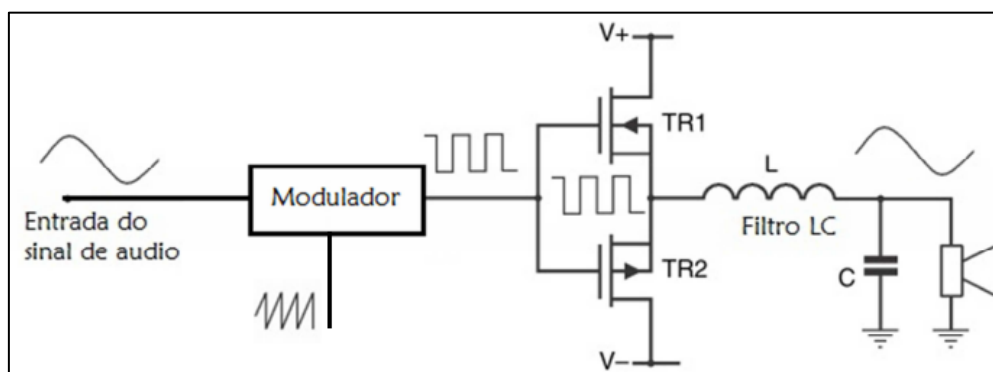
2.4.5 Classe D

Segundo Bortoni (2002), amplificadores que empregam a topologia classe D são mais conhecidos como amplificadores chaveados, que funcionam com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM).

O sinal de áudio que entra no amplificador é comparado com um sinal de formato triangular, assim, a mistura do sinal de áudio com o sinal triangular forma um terceiro sinal de onda quadrada, que dependendo do instante onde foi comparado, pode ter mais ou menos largura de pulso, assim os elementos de saída ou *Mosfet* que são os elementos comutadores, podem conduzir mais ou menos corrente para a carga (BORTONI 2002).

Segundo Carvalho (2012), a topologia classe D, traz os melhores resultados no que diz respeito de eficiência energética, podendo chegar a atingir os 95 %, assim, podendo resumir em um baixo aquecimento dos componentes de saída comparados com as classes A, B e AB.

Figura 15 - Circuito simplificado classe D



Fonte: Carvalho (2012).

Segundo Cordel (2011), devido ao modo de chaveamento dos elementos de saída ligados em *push-pull* estarem chaveando em alta frequência (40 KHz à 500KHz), essa classe é a que apresenta os maiores índices de distorção harmônica podendo chegar a valores de 20 % de THD em máxima potência, devido ao sinal de saída ser o resultado de uma amostragem do sinal de entrada. A taxa de amostragem irá depender da frequência do PWM e a qualidade do sinal de saída irá depender do filtro passa baixas na saída.

No presente trabalho não será dado enfoque detalhado na topologia classe D, pois o projeto a ser realizado é de um amplificador classe AB, onde, para um outro futuro trabalho poderá ser abordado a fundo os conceitos da classe mencionada.

2.4.6 Classes G e H

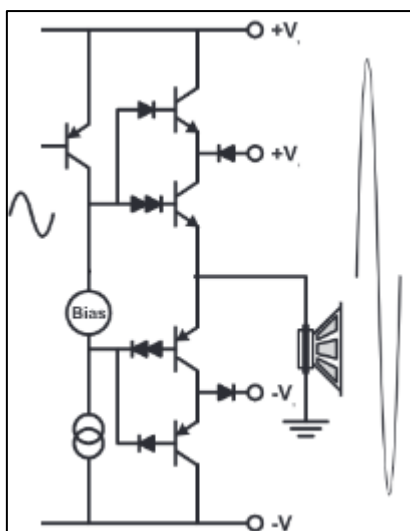
Segundo Cordel (2011), as classes G e H são de modos de funcionamento muito semelhantes, onde a distinção de funcionamento dessas duas classes é dada pelo modo de polarização dos elementos de saída, que horas operam com tensões mais altas em seus terminais. A teoria básica de funcionamento equivale a teoria anteriormente citada do amplificador classe AB com a diferença citada.

A razão pela qual essas topologias surgiram no mercado foi devido exclusivamente a melhoria de eficiência do amplificador classe AB. O amplificador classe AB opera com tensões fixas nos elementos de saída, assim, em potências médias, tensão V_{ce} e corrente I_c nos transistores de saída produzem uma alta potência térmica dissipada pelos transistores. (BORTONI; NOCETI FILHO; SEARA, 2001).

Para corrigir esse problema, a classe G e H podem operar com múltiplas tensões de alimentação, assim, reduzindo a relação de V_{ce} e faz com que o amplificador funcionando com baixa potência e média potência, dissipe pouco calor, devido a fonte de alimentação estar em um nível mais baixo de tensão. À medida que o sinal vai exigindo maior amplitude, são comutadas as tensões mais altas provenientes muitas vezes da mesma fonte de alimentação. Na Figura 16, pode ser visualizado uma etapa classe G, onde existem 4 tensões de alimentação, onde uma tensão simétrica menor alimenta os elementos internos e uma tensão simétrica maior alimenta os elementos externos (SELF, 2013).

Os níveis de tensões escolhidos irão depender de fatores, como a impedância da carga, características dos transistores, e ponto de operação.

Figura 16 - Classe G



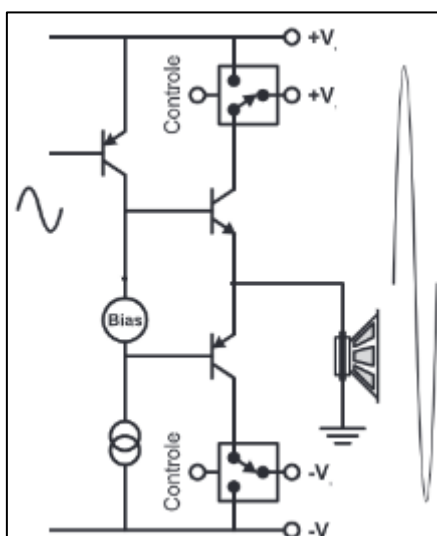
Fonte: Adaptado pelo autor em 07 abr. 2020, de Bortoni (2007).

A classe H funciona da mesma maneira que a classe G, mas o que difere nessa classe são os elementos comutadores de tensão de maior amplitude. Nessa classe os elementos externos não são amplificadores, e sim chaves (geralmente *Mosfet*) que

irão ou não seleccionar a tensão de maior amplitude para os elementos internos que irão amplificar. No momento que o sinal de saída chegar próximo a amplitude da tensão interna dos elementos, a chave externa fecha e alimenta o estágio com uma tensão mais alta, assim o circuito fica um pouco mais eficiente que a classe G devido as chaves dissiparem uma potência muito baixa em relação aos elementos externos na classe G, que são transistores BJT (BORTONI; NOCETI FILHO; SEARA, 2001).

Na Figura 17, pode ser visualizado a topologia em classe H, onde pode se notar os elementos comutadores externos, idealizados como chaves. Nota-se que na classe H, existe um circuito de controle que faz o processamento do sinal para controlar a comutação das chaves externas, que na classe G não existe esse processamento, e sim é realizado localmente com um circuito analógico.

Figura 17 - Classe H



Fonte: Adaptado pelo autor em 07 abr. 2020, de Bortoni (2007).

A topologia classe G pode chegar a 80 % de eficiência e a classe H em 90 %, contudo, esses estágios trazem consigo uma distorção harmônica mais elevada em comparação à classe AB, devido a transição dos elementos internos e externos. Mas ainda assim, esses circuitos são largamente aplicados a amplificadores de uso profissional quando o circuito for bem projetado (BORTONI, 2007).

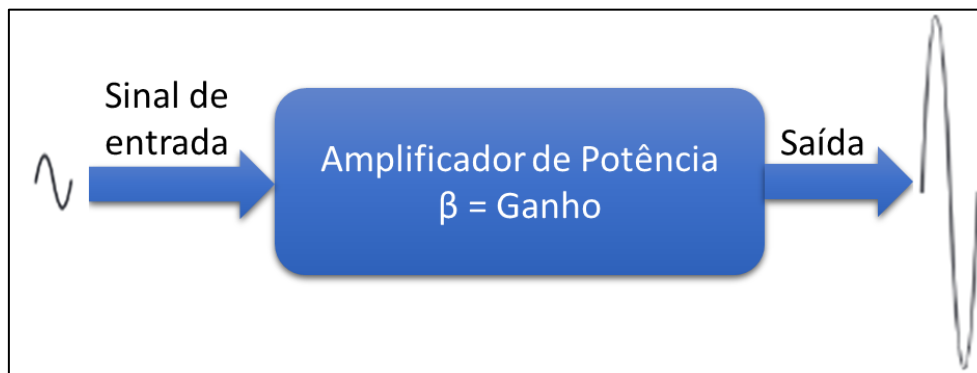
2.5 Arquitetura de amplificadores classe AB com 3 estágios em cascata

Em grande maioria, os circuitos amplificadores classe A, B e AB operam com arquitetura baseada em três blocos de amplificação, assim, é de suma importância ter

o entendimento sobre transistores e blocos de construção de circuitos, para analisar o amplificador de potência básico. Isto é, o diagrama de blocos da Figura 18, representa como um único bloco chamado “Amplificador de Potência”, com um ganho β para o sinal de entrada em relação ao sinal de saída, em uma certa banda de frequência, que irá depender da arquitetura adotada no projeto (CORDEL, 2011).

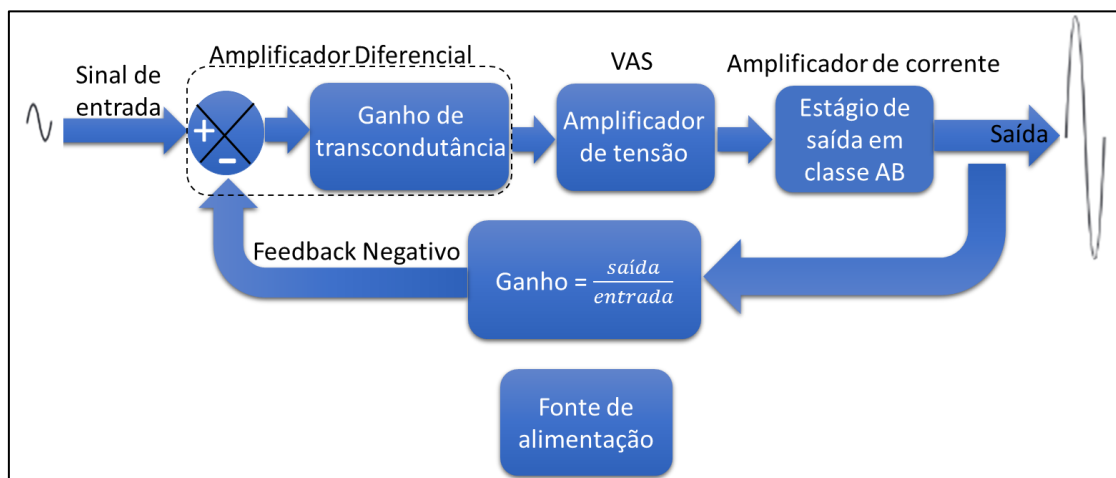
Segundo Self (2013), quase todos os amplificadores de áudio possuem uma arquitetura de três estágios conforme a Figura 18, embora eles variem nos detalhes internos de cada estágio. Arquiteturas com dois estágios foram ocasionalmente usadas em décadas passadas, mas o desempenho de distorção não é muito satisfatório. As arquiteturas de quatro estágios foram usadas em números significativos, mas ainda são muito mais raras que os projetos de três estágios, e geralmente envolvem esquemas de compensação relativamente complexos para lidar com o fato de que há um estágio a mais para adicionar uma mudança de fase no sinal, gerando margem de risco para estabilidade em alta frequência.

Figura 18 - Bloco simplificado de um amplificador



Fonte: Do autor (2020).

Figura 19 - Arquitetura com 3 estágios de amplificação



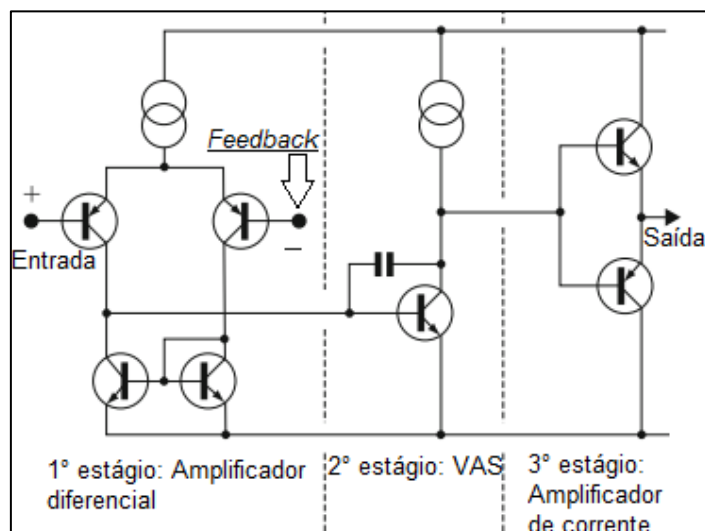
Fonte: Do autor (2020).

Um amplificador de potência visto no diagrama de blocos da Figura 19, pode ser dividido em três estágios sobre sequentes ligados em cascata, sendo, a saída do primeiro estágio ligado na entrada do segundo, e a saída do segundo ligado na entrada do terceiro, e todos eles controlados por uma linha de controle global chamada de *feedback*.

- 1º estágio: Amplificador diferencial;
- 2º estágio: Amplificador de tensão, ou *Voltage Amplification Stage* (VAS);
- 3º estágio: Amplificador de corrente, ou, estágio de saída em classe AB.

Visto o circuito simplificado de um amplificador com três estágios na Figura 19, o primeiro estágio tem características de transcondutância (tensão diferencial de entrada e saída em corrente), o segundo estágio de transimpedância (entrada de corrente e saída de tensão) e o terceiro estágio de saída com ganho de corrente. O segundo estágio é o que fornece todo o ganho de tensão necessário para que o sinal chegue com grandes amplitudes na carga ligada na saída (SELF, 2013).

Figura 20 - Circuito simplificado com 3 estágios



Fonte: Adaptado pelo autor em 10 abr. 2020, de Self (2013).

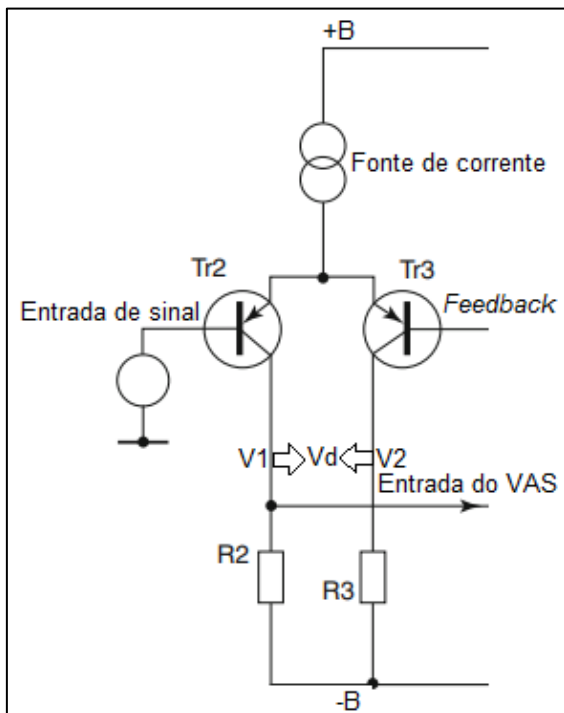
No diagrama de blocos da Figura 19, pode ser visto que existe um bloco de ganho com uma linha de *feedback* negativo, e um bloco com a fonte de alimentação. Esses blocos não aparecem na Figura 20, devido a não serem considerados blocos amplificadores, e sim, em qualquer que seja o projeto de circuito, irá necessitar de uma fonte de alimentação para que o circuito funcione. O *feedback* negativo é nada mais que um controle global para todos os estágios, que leva o sinal de saída novamente para a entrada do amplificador (CORDEL, 2011).

2.5.1 Amplificador diferencial

Nos padrões profissionais, o nível de amplitude do sinal aplicado na entrada de um amplificador é geralmente de 0 dBu, também conhecido como 775 mVrms. Podendo ser visualizado na Figura 21, o amplificador diferencial formado pelos transistores Tr2 e Tr3 (par diferencial), o sinal de entrada é aplicado na base de Tr2, e uma outra fração do sinal de saída é acoplada através da linha de *feedback* negativo à outra entrada diferencial na base de Tr3 (SELF, 2013).

Os sinais aplicados as bases dos transistores do par diferencial, sofrem uma subtração em seus coletores, devido à queda de tensão nos resistores R2 e R3, que resultam em uma tensão diferencial (V_d), fazendo com que a diferença entre os dois sinais, gere um sinal de corrente no coletor dos transistores. As tensões V1 e V2, podem ser calculadas a partir da Equação 27 da lei de ohm.

Figura 21 - Par diferencial



Fonte: Adaptado pelo autor em 10 abr. 2020, de Self (2013).

$$E = R \cdot I \quad (27)$$

Então:

$$V1 = R2 \cdot IR2 \quad (28)$$

$$V2 = R3 \cdot IR3 \quad (29)$$

$$Vd = V1 - V2 \quad (30)$$

Ou o ganho diferencial G , e Vb são as tensões nas bases dos transistores:

$$G = \frac{V2 - V1}{Vb2 - Vb3} \quad (31)$$

$$G = \frac{Vd}{Vb2 - Vb3} \quad (32)$$

$$Vd = G \cdot (Vb2 - Vb3) \quad (33)$$

Conforme Cordel (2011), o estágio diferencial recebe uma entrada de diferença de tensão, e resulta em uma corrente de saída em R2 e R3, fazendo com que haja

uma mudança na natureza do sinal de entrada, que agora passa a ser um sinal de corrente. Essa mudança de natureza elétrica é chamada de transcondutância (g_m), e seu inverso é a resistência. A transcondutância é a razão entre a mudança na corrente dos coletores, e a mudança na tensão de base. A unidade de medida da transcondutância é o *Siemens* (S), que corresponde a uma mudança de corrente de 1 A para uma mudança de 1 V.

O estágio diferencial deve ter um ganho g_m , que pode ser calculado pela Equação 34, onde V_T é a tensão térmica tipicamente de 26 mV em temperatura ambiente à 25 graus celsius (°C) para semicondutores, e I_c a corrente de coletor de um dos transistores do par (CORDEL, 2011).

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} \quad (34)$$

Como visto na Figura 21, a saída do amplificador diferencial está ligada na entrada do estágio sobre sequente “Entrada do VAS”, que recebe um sinal de corrente do coletor de Tr2.

Conforme Self (2013), o estágio diferencial de entrada tem por vez, uma grande influência no nível de distorção e estabilidade em altas frequências em um circuito amplificador de potência, devido, a transcondutância de entrada ser um dos parâmetros que definem o ganho de malha aberta de alta frequência e, portanto, tem uma poderosa influência na estabilidade e no comportamento transitório de todo o circuito de um amplificador de potência.

Para um bom funcionamento dos transistores do par diferencial, é importante que os mesmos estejam muito perto um do outro no circuito, para evitar captação de ruídos de alta frequência, e que os mesmos sejam acoplados termicamente juntos para uma variação de β linear entre os dois transistores. É importante que os dois transistores sejam exatamente iguais em suas características elétricas, principalmente em seus ganhos β , isso para que haja uma boa razão de rejeição em modo comum (CMRR) e um bom ajuste de *off-set* na saída do amplificador de potência, fazendo com que sinais indesejados de alta frequência sejam eliminados pela subtração das tensões, resultando somente o sinal aplicado na entrada do circuito com um *off-set* de aproximadamente 0 V, que na prática o aceitável pode ser de até 50 mV (SELF, 2013; CORDEL, 2011).

O *off-set* também pode ser ajustado com um circuito resistivo nos emissores de Tr2 e Tr3, onde, adicionando resistores aos seus emissores, geralmente de 47Ω à 150Ω , faz com que linearize os ganhos dos transistores do par diferencial, fazendo com que o *off-set* seja nulo (CORDEL, 2011).

2.5.2 Fonte de corrente constante

Conforme Self (2002), as amplitudes das correntes que circulam nos coletores dos transistores do par diferencial irão depender do valor de corrente que será fornecida pela fonte de corrente, sendo que a corrente entra nos emissores e sai nos coletores dos transistores do par diferencial PNP.

As fontes de corrente constantes podem ser projetadas de várias maneiras diferentes em um amplificador de potência, e existem muitas maneiras diferentes de criar uma fonte de corrente, que pode ser constante ou não.

Uma fonte de corrente não constante pode ser projetada com apenas 1 resistor, onde a corrente que circulará no circuito será dada pela Equação (27) da lei de OHM. Esse modelo de fonte corrente dependerá da tensão aplicada em seus terminais, fazendo com que se a tensão diminua a corrente também irá diminuir e vice-versa.

Em circuitos de entrada de amplificadores que utilizam amplificador diferencial ou mesmo par diferencial, a corrente nos coletores dos transistores deve ser o mais constante possível, pois, se a corrente de coletor diminuir, irá diminuir o ganho de transcondutância g_m , visto na Equação (34) (CORDEL, 2011).

Em um amplificador de potência, a fonte de alimentação não é ideal, fazendo com que a tensão do barramento CC varie em função do consumo de potência na carga ligada na saída do amplificador. Essa variação de tensão faz com que as correntes no par diferencial variem junto em função da tensão da fonte de alimentação, gerando desbalanceamento e perda de linearidade do par diferencial (DUCAN, 1996).

Uma fonte de corrente constante independe da tensão no barramento CC, sendo que a corrente que irá circular na malha sempre será a mesma. Esse modelo de fonte de corrente é projetado com elementos ativos, sendo transistores e diodos que por sua natureza apresentam tensão de junção de 0,7 V.

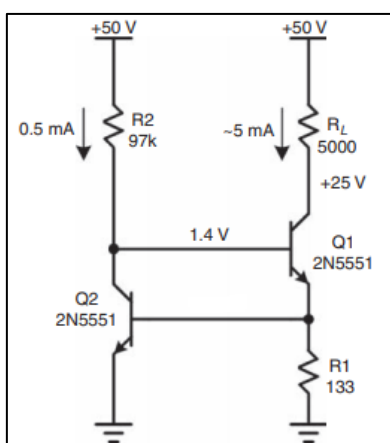
Na Figura 22, pode ser vista um modelo de fonte de corrente constante projetada com dois transistores. O resistor R1 está em paralelo com um elemento ativo

Q2 com tensão de junção que faz uma referência de aproximadamente 0,7 V, assim, se a tensão da fonte variar, a tensão sobre R1 sempre se manterá fixa em 0,7V, independente da carga RL ligada no coletor de Q1.

O resistor R2 é o elemento que polariza Q1 para manter o em condução, e a amplitude de corrente constante que irá circular na carga RL dependerá do valor de R1, assim visto na Equação 35. Em amplificadores de potência, a amplitude da corrente utilizada na fonte de corrente constante pode variar de acordo com cada projeto, podendo ter na entrada do par diferencial uma corrente de 0,5 mA até 5 mA, levando em consideração que quanto maior for a corrente, maior será a potência dissipada no transistor da fonte de corrente (CORDEL, 2011).

$$I_{\text{fonte de corrente}} = (I_{bQ1} + I_{cQ1}) = \frac{V_{R1}}{R1} \cong \frac{0,7 \text{ V}}{R1} \quad (35)$$

Figura 22 - Modelo de fonte de corrente constante



Fonte: Cordel (2011, p. 40).

Conforme Cordel (2011), na Figura 22, se a tensão da fonte de alimentação variar para 40 V ou 60V, a corrente na carga RL se manterá constante, fazendo com que a potência dissipada nos elementos ativos diminua ou aumente em função da tensão da fonte (CORDEL, 2011).

2.5.3 Espelho de corrente

Na Figura 21, o equilíbrio da corrente quiescente nos coletores dos transistores do par diferencial depende exclusivamente dos β dos transistores e de R2 e R3. Se os resistores não tiverem seu valor de resistência igual, um dos transistores do par diferencial irá conduzir mais que o outro, fazendo com que seja gerado um desbalanceamento, gerando uma tensão de *off-set* na saída do amplificador.

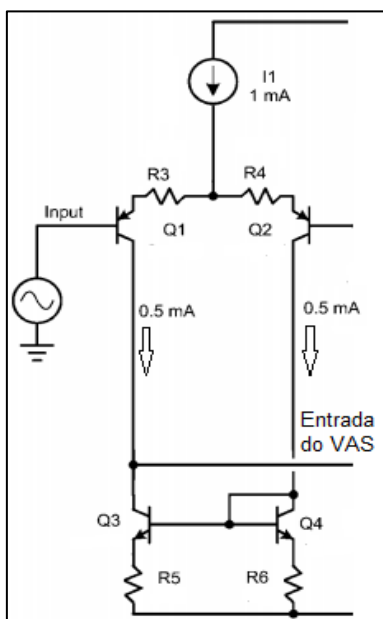
A Figura 23 mostra um circuito muito utilizado juntamente com o par diferencial, chamado de espelho de corrente de modelo *Widlar*, formado por Q3, Q4, R5 e R6. A corrente de 1 mA vindo da fonte de corrente constante, será dividida no par diferencial em função da divisão de corrente do circuito espelho de corrente conforme a Equação 36 (SELF, 2013; CORDEL, 2011).

$$I_{CQ1}, I_{CQ2} \cong \frac{I_1}{2} \quad (36)$$

Se uma determinada quantidade de corrente for originada em Q4 que está polarizado como um diodo ($V_{be} = 0,7 \text{ V}$), o transistor Q2 terá em seu coletor uma pequena fração maior de corrente comparado a Q1, pois Q4 está polarizado como diodo, e faz uma referência para Q3. Para evitar o desbalanço das correntes do par diferencial é adicionado resistores de degeneração nos emissores dos transistores do espelho de corrente (R5 e R6), assim, compensando a diferença de correntes nas malhas do par diferencial.

Os resistores R5 e R6 devem ser iguais com 1 % de tolerância, tendo valores que costumam ser calculados para uma queda de tensão de 100 mV a 200mV, com valores típicos de 22Ω a 100Ω (CORDEL, 2011).

Figura 23 - Fonte de corrente constante e espelho de corrente



Fonte: Adaptado pelo autor em 22 abr. 2020, de Cordel (2011).

2.5.4 Ganho de tensão em malha fechada

O estágio de amplificação de tensão (VAS) pode ser considerado como a parte mais crítica de um amplificador de potência, pois não apenas fornece todo o ganho de tensão, mas também faz toda a excursão do sinal de tensão V_{pp} , que será injetada no posterior estágio amplificador de corrente.

Neste estágio, é onde encontramos também o polo dominante do circuito, que mantém o sistema como um todo estabilizado em altas frequências, onde fez de uso dos critérios da estabilidade de *Nyquist*.

Antes de estudar o funcionamento do estágio VAS, temos que compreender como que um estágio de amplificação de tensão responde a variadas faixas de frequências em malha fechada ou mesmo, o *feedback* negativo.

2.5.4.1 Ação do *feedback* negativo (NFB)

Um sistema de malha fechada estabelece uma relação de comparação, sendo que uma amostra do sinal de saída seja reenviada para a entrada do mesmo sistema, utilizando a diferença entre o sinal de entrada e o sinal vindo pela malha de controle

mais conhecida como *feedback*. Esse tipo de sistema é conhecido como sistema de controle em malha fechada realimentado (OGATA, 2012).

Em circuitos eletrônicos, existem dois tipos de realimentação, a positiva e a negativa. Circuitos com realimentação positiva são mais usuais em circuitos osciladores, e por natureza tendem a oscilar, fazendo com que o sinal de saída e o de entrada não ajustem o sistema para a estabilidade, assim mantendo um erro constante, fazendo com que o circuito fique oscilando permanente (CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

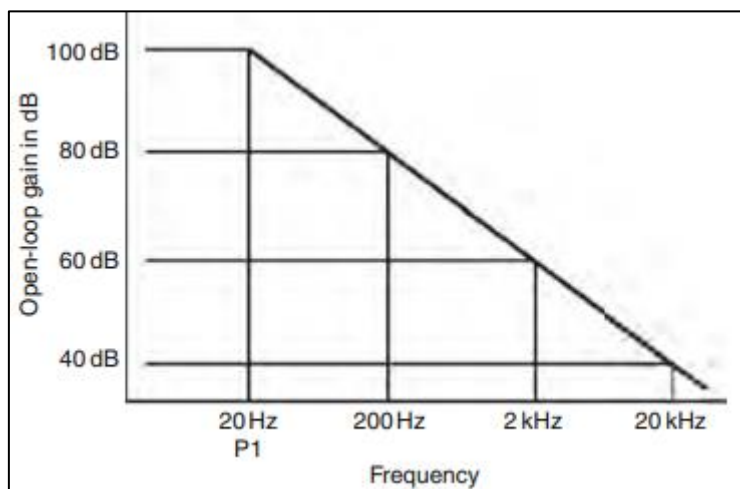
Em sistemas de controle com realimentação negativa, a malha de *feedback* opera na presença de distúrbios, que na ação do controle, tem tendência a diminuir a diferença entre a saída de um sistema e alguma entrada de referência, e atua com base nessa diferença, assim, de modo a minimizar o erro e acertar a saída do sistema ao valor desejado (OGATA, 2012).

A grande vantagem do controle do sistema com *feedback* negativo, é o fato que o uso da realimentação faz com que o sistema se torne mais imune a distúrbios externos e também a variações de parâmetros internos do próprio sistema. Sistemas que necessitam de sinais com simetria, fazem a utilização de controle com realimentação negativa, que de forma natural, diferença entre componentes internos do sistema pode ser corrigidos e compensadas com a ação de controle (OGATA, 2012).

De forma geral, o *feedback* negativo, lineariza o comportamento do sistema em relação a parâmetros do circuito, ligados a componentes e variação de temperatura, que alteram muitas vezes as características de elementos no sistema. Em comparação com sistemas sem correção, ou mesmo em malha aberta, não tem se a possibilidade de linearizar o sistema, já que não existe um sinal de erro a ser comparado na entrada do sistema (OGATA, 2012).

Em sistemas sem realimentação, a tendência leva a altos ganhos do sistema em baixas frequências e à medida que a frequência sobe, a limitação de parâmetros internos, faz com que o ganho irá diminuindo, assim em malha aberta, o sistema torna se sem linearidade em relação do ganho com a frequência (SELF, 2013).

Figura 24 - Relação de ganho x frequência de um sistema em malha aberta

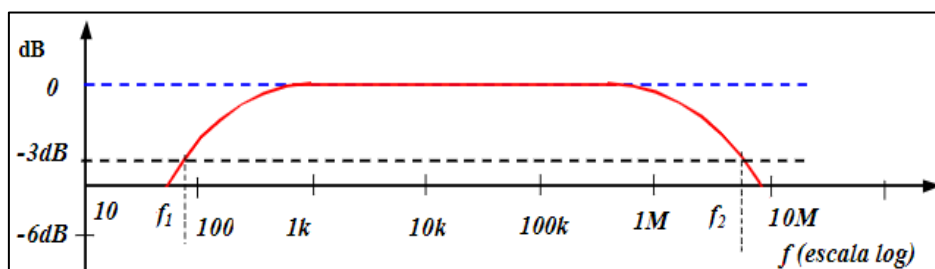


Fonte: Self (2013, p.198).

A ação do *feedback* negativo em malha fechada, faz com que o ganho total do sistema seja reduzido, e linearizado para toda a banda passante de frequência, fazendo com que saída se mantenha com níveis de ganho constante para todo o *range* de frequência aplicado, até que o circuito atinja sua frequência de corte máxima e mínima, onde está localizado 3dB abaixo da banda passante plana (CIPELLI; MARKUS; SANDRINI, 2007).

Podendo ser visualizado na Figura 25, o ganho do feedback negativo irá depender do tipo de sistema que o mesmo será aplicado será aplicado, mas nota-se que quanto maior for a utilização do feedback, menor será a largura de banda passante plana, pois a zona plana irá se estreitando devido ao joelho de -3 dB na frequência de corte f_1 e f_2 (OGATA, 2012).

Figura 25 - Relação de ganho x frequência de um sistema em malha fechada com feedback negativo



Fonte: Studylibpt (s.d.).

Deve ser levado em consideração que, para sistemas onde as entradas são conhecidas e que não existam distúrbios presentes, é conveniente o uso do controle de malha aberta. Considerando sistemas em malha aberta, a estabilidade pode ser algo não tão crítico, já que a tendência a oscilação é menor devido a não existir o sinal da diferença na entrada do sistema, assim, somente um sinal é aplicado diretamente no sistema (OGATA, 2012).

Em sistemas com malha fechada, a estabilidade é algo de extrema importância, já que podem apresentar uma tendência de correções entre o sinal do *feedback* e entrada além do necessário, podendo causar oscilações no sistema, que podem ser de amplitude, fazendo com que a saída do sistema entre em saturação e cause sérios problemas (OGATA, 2012).

Para que sistemas com *feedback* negativo possam operar com sinais senoidais de forma estabilizada em função do tempo, faz-se de uso o critério e estabilidade de *Nyquist*. A estabilidade do sistema de malha fechada é realizada com base na resposta em frequência em regime senoidal em malha aberta, e nos polos de malha aberta do sistema.

A grande vantagem do método de resposta em frequência é a facilidade em realizar os testes, que em geral se demonstram de forma mais simples com uma maior precisão, onde parâmetros reais são medidos e levados em consideração, que podem ser facilmente analisados injetando um sinal senoidal no sistema, e lendo na saída do sistema variações de ganho e fase. Alguns outros métodos de cálculos analíticos utilizam de base dados a partir da resposta em frequência para gerar uma função de transferência do sistema (OGATA, 2012).

Em um sistema de malha fechada, o projeto é ajustado a partir da resposta em frequência da função de malha aberta, utilizando os próprios critérios de projeto, assim, aplicando dados aceitáveis da resposta transitória do sistema (OGATA, 2012).

Considerando um sistema em malha aberta em função da frequência, o sistema complexo pode ser descrito a partir da equação da função transferência senoidal $G(j\omega)$, onde, $Y(j\omega)$ é a saída do sistema e $X(j\omega)$ é a entrada, onde $\omega = 2\pi f$.

$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (37)$$

A relação entre saída e entrada do sistema em função da frequência, descrevem o comportamento do módulo e defasagem entre os dois sinais.

A teoria de *Nyquist* é comumente utilizada na engenharia de controle devido a estabilidade absoluta do sistema de malha fechada a partir de dados e gráficos da curva de resposta em frequência de malha aberta, assim determinando de maneira efetiva os polos de malha fechada (OGATA, 2012).

As curvas de resposta em frequência de malha aberta, são obtidas de forma analítica e experimentalmente, e podem ser utilizadas na análise de estabilidade.

No controle da estabilidade de *Nyquist*, faz-se de uso a resposta em frequência do sistema em malha aberta para que ele seja estável em malha fechada. É necessário que o polo que irá dominar a malha fechada se aloque no semiplano esquerdo do domínio $G(j\omega)$, e não ultrapasse a fase máxima de 180 graus teórica, para que a realimentação negativa não se torne positiva, fazendo com que o sistema entre em oscilação. Em sistemas reais, o ângulo de fase máximo não pode ser ultrapassado os 135 graus, devido a margem de segurança da estabilidade (OGATA, 2012; CORDEL, 2011).

2.5.4.2 Polo dominante

Em sistemas reais, existem diversos modelos de compensações por polos, e nesse capítulo dessa dada a ênfase da compensação do ganho em malha fechada com *feedback* negativo a partir de um polo que domina os ganhos em altas frequências.

A compensação do polo dominante é a base para a maioria das abordagens de compensação de sistemas com *feedback* negativo. A estratégia é reduzir o ganho de *feedback* negativo (em malha fechada) enquanto a saída do sistema acumule a menor fase de atraso. Para obter a compensação, um único polo domina o controle das altas frequências de todo o sistema, enquanto sua contribuição para a mudança de fase atrasada é limitada a -90 graus (OGATA, 2012).

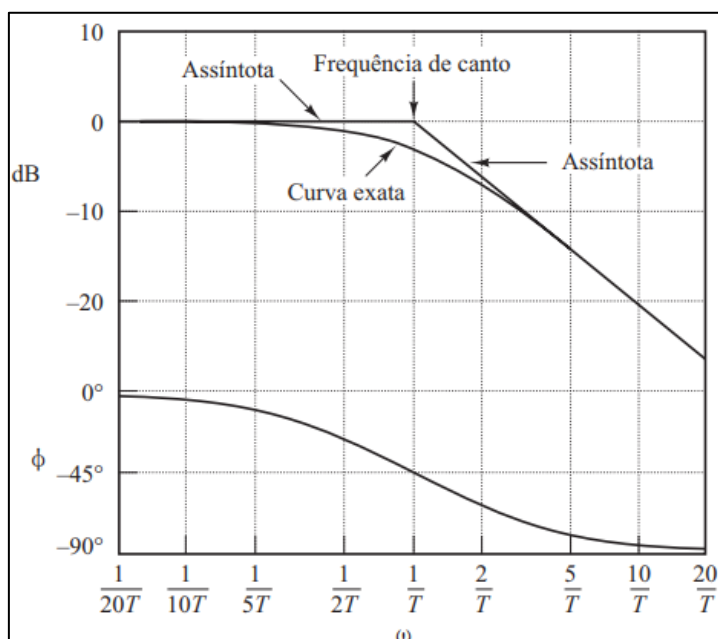
Por esse motivo, um circuito de realimentação com um único polo em malha fechada, nunca pode se tornar instável. Em circuitos reais, haverá muitos outros polos presentes em outros pontos, mas se o comportamento do sistema for fortemente

dominado por um único polo, os critérios de estabilidade de serão mais definidos pelo polo dominante (SELF, 2013; CORDEL, 2011).

Os efeitos de todos os outros polos podem então ser agrupados como a chamada fase em excesso. Visto na Figura 26, mostra-se o diagrama de *Bode* na frequência de corte do polo, em que o ganho ao redor da malha cai para -3 dB, ou seja, na frequência de canto, o atraso de fase provocado pelo polo dominante será de -45 graus.

Em altas frequências, um sistema de primeira ordem com um polo dominante poderá contribuir com o máximo de -90 graus de mudança de fase. Se um sistema tiver vários polos, esse deslocamento de fase adicional poderá atingir 180 graus com alguma alta frequência. A mudança total de fase ao redor da malha fechada será igual a 360 graus, e haverá feedback positivo, o que poderá levar a instabilidade do sistema, gerando oscilações (OGATA, 2012).

Figura 26 - Diagrama de Bode com frequência de corte x ângulo



Fonte: Ogata (2012, p.374).

Em circuitos eletrônicos com compensação com um polo dominante, o mesmo pode distinguir duas diferentes regiões, sendo baixas frequências (LF) e altas frequências (HF), onde o ganho do polo dominante em malha aberta é

substancialmente constante em baixas frequências ou 0 dB, e na frequência de corte tendo uma atenuação de -3 dB. Acima do ponto da frequência de corte do polo dominante, o ganho é reduzido constantemente a 6 dB/oitava, visto na Figura 26 (SELF, 2002).

Em um amplificador de áudio em malha fechada com *feedback* negativo, o comportamento da compensação do polo dominante, é chamado de compensação *Miller*, formado por um capacitor chamado de C_{dom} . Visto na Figura 27, à medida que a frequência aumenta chegando próximo a frequência de corte de C_{dom} (capacitor dominante que introduz o polo dominante), a ação do polo começa a compensar reduzindo o ganho de malha localmente, assim, gerando um atraso de fase que irá depender da frequência, fazendo com que o *feedback* negativo não seja mais aplicado globalmente em todo o amplificador, e sim, uma parte da compensação será realizada pelo polo dominante, mantendo o sistema estabilizado (CORDEL, 2011).

O *feedback* negativo faz com que o amplificador fique linearizado em baixas frequências mantendo sempre um ganho de magnitude em dB constante, e o polo dominante controlando o ganho das altas frequências localmente, sempre mantendo o polo na região de estabilidade do sistema, assim evitando oscilações e saturação na saída do amplificador.

Em um circuito amplificador com um polo dominante, o mesmo pode ser alocado de forma geralmente padrão para faixa de resposta em frequência audível, que fica entre 20 Hz e 20 kHz.

Visto anteriormente na Figura 24, atenuação de ganho em malha aberta, para se ter uma resposta plana de ganho na banda de frequência audível, é utilizado uma malha de *feedback* negativo que faz com que o ganho fique linearizado em baixas frequências, mantendo-o sempre constante, e é adicionado um polo dominante para limitar o ganho em altas frequências, para uma frequência acima da máxima frequência audível, para que em 20 kHz não seja notada a atenuação do polo dominante (SLONE, 1999).

A alocação do polo dominante faz se através de parâmetros dependentes do próprio circuito do amplificador, onde é dado por todo o conjunto, que será explanado no próximo capítulo com enfoque no ganho de tensão do amplificador.

2.5.4.3 Amplificador de tensão (VAS)

O sinal diferencial do estágio de entrada, fornece um ganho substancial de transcondutância, mas a saída do amplificador diferencial está na forma de corrente, e o sinal de tensão na entrada do VAS é de apenas alguns mV (SELF, 2013).

Tomando-se algumas simples precauções no projeto do VAS, com a adoção de métodos simples já citados em capítulos anteriores, como aplicação de fonte de corrente constante, faz com que o estágio de tensão contribuirá relativamente pouco para a distorção total de um amplificador de potência e, mesmo que passos simples são dados para linearizá-lo o máximo possível, sua contribuição no final da medição de THD praticamente não será notada (SELF, 2013).

Para obter-se ganho de tensão, comumente é utilizada a ligação em emissor comum em classe A, que tem uma capacidade maior em amplificar sinais de tensão, dando um alto ganho no sinal de coletor do transistor amplificador, que irá depender diretamente do seu β . O tipo mais simples de amplificador com emissor comum possui apenas um resistor como fonte de corrente não constante em seu coletor, o que não apresenta boas características lineares quando sujeito a variações de tensão (SELF, 2013).

O VAS pode ser projetado em dois tipos de topologias diferentes em classe A, sendo o *single ended* e o *push-pull* citados no capítulo sobre a classe A, e vistos na Figura 9.

A topologia *single-ended* comumente é utilizada para obter-se boa linearidade e baixa distorção THD, já que nesse tipo de topologia tem-se um transistor em emissor comum como elemento que realizara toda a excursão do sinal, que chegará em sua base na forma de corrente, e em seu coletor um sinal de grande amplitude em forma de tensão V_{pp} (SELF, 2002).

Já a topologia *Push-pull*, que consiste em dois transistores (geralmente um PNP e outro NPN) em emissor comum. O sinal vindo do estágio de entrada é dividido e amplificado separadamente em cada transistor. A vantagem dessa topologia se dá pela menor dissipação de potência em cada transistor, devido a divisão dos sinais de tensão presente em seus emissores. Outra vantagem que tem-se nessa topologia é um melhor *slew rate* com maior simetria na borda de subida e descida, já que os semiciclos positivos e negativos são amplificados separadamente em cada transistor,

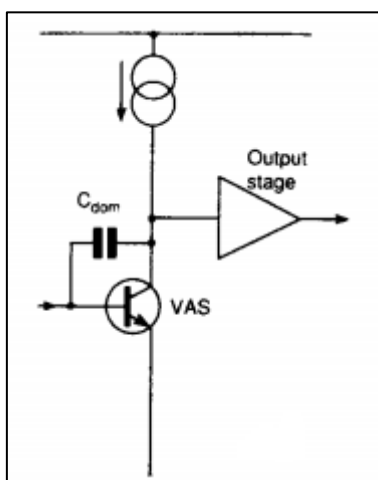
onde no *single ended* a amplificação é feita por um só elemento e outro por uma fonte de corrente (SELF, 2002).

Com relação a distorção THD, topologia *single ended* mostra se com resultados melhores em relação a topologia *push-pull*, devido a simetria de amplificação do semiciclo positivo e negativo, assim, fica uma relação de compromisso entre as duas topologias, sendo que uma delas tem menor eficiência e melhor desempenho em relação ao THD e linearidade, e outro tem mais eficiência e menor desempenho em relação ao THD (SELF, 2002).

Segundo Ducan (1996), a linearidade em um estágio de amplificação é algo de extrema importância, pois quanto mais linear forem os estágios, maior será a resposta em frequência, e o circuito será mais imune a oscilações que podem levar o amplificador para instabilidade.

O modelo mais linear com emissor comum pode ser projetado com fonte de corrente constante mencionado no capítulo sobre “fonte de corrente constante”, que apresenta uma imunidade maior para variações de tensão, fazendo com que sua linearidade de saída não seja afetada. Esse estágio linearizado fornece pouca distorção própria. O par diferencial de entrada com espelho de corrente que conecta no VAS é fortemente degenerado com resistores de emissor e também contribui muito pouco para a distorção (DUCAN, 1996; SELF, 2013; CORDEL, 2011).

Figura 27 - Estágio amplificador de tensão *single-ended*



Fonte: Self (2002, p. 94).

Segundo SELF (2013), em amplificadores de tensão com emissor comum em classe A, a corrente quiescente da fonte de corrente constante adotada na malha do transistor amplificador, é em torno de 6 a 10 mA. O ajuste da corrente dependerá da topologia do estágio sucessor, que pode ou não possuir *buffers* de corrente, tendo assim, casos que a corrente quiescente poderá ser menor ou maior, dependendo da impedância de entrada do estágio sucessor.

O circuito linearizado do VAS, gera um nível relativamente baixo de distorção. Isso ocorre porque, em baixas frequências, o feedback global lineariza todo o amplificador, enquanto em altas frequências o VAS é linearizado por meio de C_{dom} , (capacitor dominante ou *Miller*) denominado como o polo dominante para altas frequências. Portanto, é importante que o ganho local do VAS em malha aberta seja alto, para que o mesmo possa ser bem linearizado em malha fechada, assim, procurando sempre escolher transistores com alto β (SELF, 2013).

O capacitor dominante controla o ganho CA de alta frequência do VAS, formando uma malha fechada ao redor do transistor VAS. Em frequências mais altas, praticamente toda a corrente de sinal do estágio de entrada vinda do par diferencial flui através do capacitor dominante, gerando uma queda de tensão no capacitor, que equivale à tensão de saída do VAS. Nesse ponto, o ganho do estágio VAS é diminuído a ponto que o *feedback* negativo mantenha o ganho global constante, assim, o VAS age como se fosse um circuito integrador *Miller*, onde a tensão de saída é parte integrante da corrente de entrada, tendo uma ação de linearização em altas frequências (CORDEL, 2011).

Determina-se o capacitor dominante através de critérios do próprio projeto do amplificador, que são dados pela Equação 38.

C_p : corrente de pico do par diferencial

Frequência de corte do polo dominante $\omega = 2\pi f$

E_p : tensão de pico no coletor do transistor VAS

C_{dom} : valor em *farads* do capacitor dominante

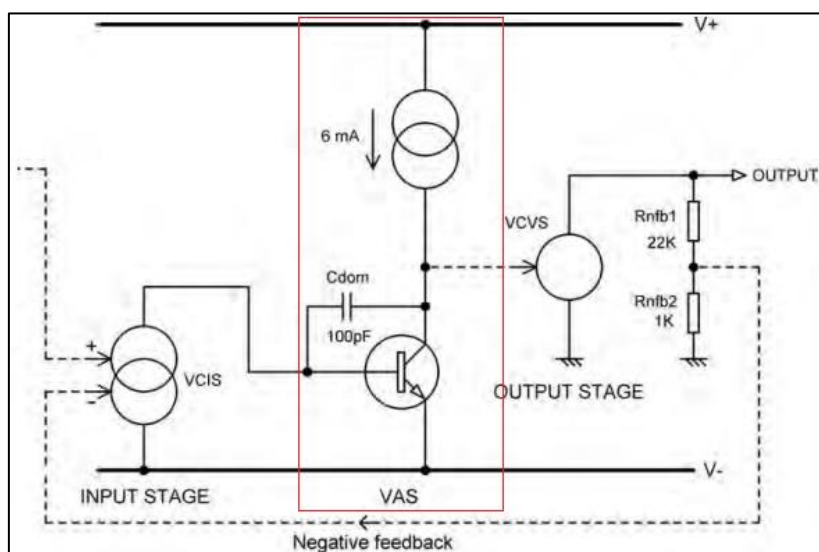
$$C_{dom} = \frac{C_p}{\omega \cdot E_p} \cdot 4$$

(38)

Para obter uma boa estabilidade em amplificadores com três estágios, valores típicos do capacitor dominante podem ser encontrados de 10 pF a 300 pF, dependendo da potência de saída que está ligada diretamente com E_p , (tensão de pico no coletor do transistor VAS) e também da frequência de corte do polo dominante (SLONE, 1999).

Segundo Self (2013), a topologia típica do VAS é um estágio clássico amplificador de tensão de emissor comum, com entrada do inversor de corrente na base a partir do estágio de entrada, que pode ser visualizada na Figura 28 de maneira análoga. A corrente de coletor proveniente do transistor da entrada não-inversora do par diferencial, é enviada para a base do transistor do VAS, que por sua vez irá fazer a excursão total do sinal de tensão V_{pp} . Esse sinal de tensão amplificado será injetado no estágio de saída (*Output stage*), dando ganho de corrente para poder alimentar uma carga de baixa impedância.

Figura 28 - Estágio VAS



Fonte: Self (2013, p. 165).

Em malha fechada, o ganho de tensão do estágio VAS será dado por uma relação de resistores e um filtro passa altas localizado na linha de *feedback* global. A partir da relação de ganho escolhido, é gerada uma atenuação que fará com que o ganho fique com uma faixa constante entre a frequência máxima e mínima de corte do amplificador.

O ganho de tensão em malha fechada irá depender da necessidade de potência que será entregue na saída do amplificador e da amplitude do sinal de entrada do amplificador, assim, o sinal de entrada poderá ser amplificado com uma certa relação de ganho de entrada para saída, expressada em dB (SLONE, 1999).

Sem a conexão do polo dominante C_{dom} , o ganho geral da tensão de saída do VAS depende linearmente do β do transistor do VAS, mas sem linearidade em altas frequências (SELF, 2013).

O estágio VAS pode operar em malha aberta, mas sem uma faixa constante de ganho. O ganho em malha aberta irá depender de parâmetros de projeto, geralmente com altos ganho em baixas frequências (LF), e baixos ganhos em altas frequências (HF) (CORDEL, 2011).

O ganho de tensão do VAS em malha aberta para HF, depende apenas do estágio de entrada de transcondutância g_m , e o polo dominante de *Miller* C_{dom} , e isso está na raiz da estabilidade confiável do amplificador clássico de três estágios (CORDEL, 2011; SELF, 2002).

$$\text{sendo } \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (39)$$

$$HF = \frac{g_m}{\omega \cdot C_{dom}} \quad (40)$$

O ganho de malha aberta para (LF) abaixo da frequência do polo dominante permanece variável. Isso é de menor importância, pois não afeta a estabilidade da HF, mas ainda é muito desejável garantir que haja um bom ganho de circuito aberto em baixas frequências fazendo com que diminua a distorção total do estágio. O ganho LF é proporcional ao β do transistor VAS, e à impedância de coletor (R_c) do transistor VAS, onde R_c geralmente é de 22 K Ω no estágio VAS.

$$LF = g_m \cdot \beta \cdot R_c \quad (41)$$

2.5.5 Ganho de corrente

O estágio de ganho de corrente ou mais conhecido como “estágio de saída” é o que designa o nome da classe de amplificação de todo um amplificador de potência. Assim, um amplificador de potência que utiliza uma entrada diferencial, um VAS em

classe A e uma saída em classe AB, será dado como um amplificador de potência de classe AB (BORTONI, 2007).

O sinal amplificado no estágio VAS, tende a ter altos níveis de tensão e uma corrente máxima muito baixa, na ordem de alguns mA. Esse sinal de tensão é enviado para o estágio amplificador de corrente ou mais conhecido como estágio de saída, que por sua vez fará a amplificação dando o ganho de corrente necessário com um ganho de tensão unitário, assim, sendo possível alimentar cargas de baixa impedância (BORTONI, 2007).

O estágio de saída é o responsável pela maior parcela de dissipação de calor gerada por um amplificador de potência, sendo assim, de todas as etapas de um amplificador de potência, essa é a que apresenta o menor rendimento por operar certamente com altas correntes para alimentar a(s) carga(s) de baixa impedância.

Os amplificadores de potência lineares, sendo classe A, B, AB, G e H não são circuitos com alta rendimento, tendo de 55% a 90% de eficiência, tendendo a produção de muito calor. Com uma eficiência reduzida, o amplificador deve fornecer meios adequados para se livrar do calor sem acúmulo excessivo de temperatura e consequente perda de confiabilidade ou risco de queima (CORDEL, 2011; SELF, 2013).

A utilização de dissipadores de calor e ventilação forçada muitas vezes torna-se algo imprescindível para uma correta troca térmica, que muitas vezes aumenta o custo de projeto em um amplificador de potência (SELF, 2002).

2.5.5.1 Estabilidade térmica

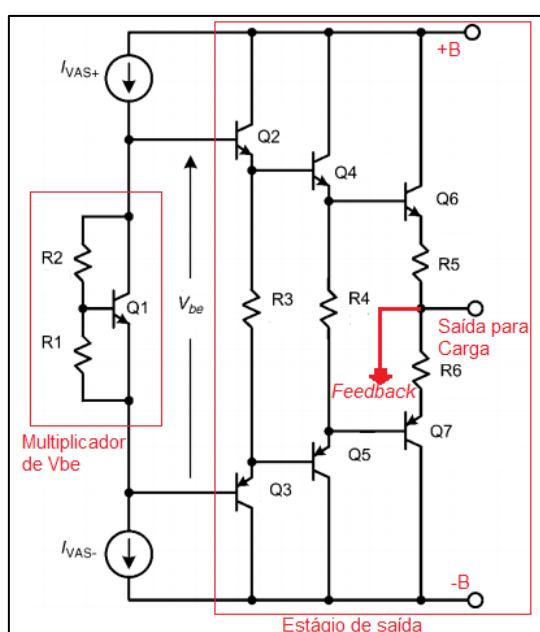
A estabilidade térmica é importante para que o circuito de saída não entre em corrida térmica com o acúmulo de energia térmica em seu dissipador, podendo levar a destruição dos transistores de saída do amplificador de potência. A estabilidade térmica está ligada ao circuito multiplicador de V_{be} visto na Figura 29.

O transistor Q1 vai preso juntamente no dissipador de calor dos transistores do amplificador de corrente, e com o aumento da temperatura, a tensão V_{be} irá se diminuindo devido ao aumento de β de Q1, assim, diminuindo a polarização de base dos drivers sucessores, que por sua vez, diminuem a polarização dos transistores de

saída Q6 e Q7 que estão ligados em coletor comum dando somente ganho de corrente para a carga conectada em seus emissores (CORDEL, 2011).

O circuito multiplicador de V_{be} faz o ajuste da corrente de repouso do amplificador. O valor da corrente de repouso faz com que uma pequena parcela de potência de saída opere em classe A evitando a distorção de *crossover*, e o restante em classe B, dando origem para o nome classe AB.

Figura 29 - Estágio de saída



Fonte: Adaptado pelo autor em 11 mai. 2020, de Cordel (2011).

Segundo Ducan (1996), o efeito das variações de temperatura na polarização do estágio de saída é importante para a qualidade do som. A distorção de cruzamento (*crossover*) produzida por um estágio de saída em classe AB, depende fortemente de o controle da corrente de repouso do estágio de saída estar no valor correto.

Conforme Self (2013), se o controle da estabilidade térmica (multiplicador de V_{be}) não conseguir manter o estágio de saída em classe A até que seja superada a zona de polarização de + e - 0,7 V nos transistores de saída, podem ocorrer aumentos substanciais na distorção de *crossover*, de forma contínua ou transitória, fazendo aparecerem harmônicos de ordem ímpar no sinal de saída do amplificador.

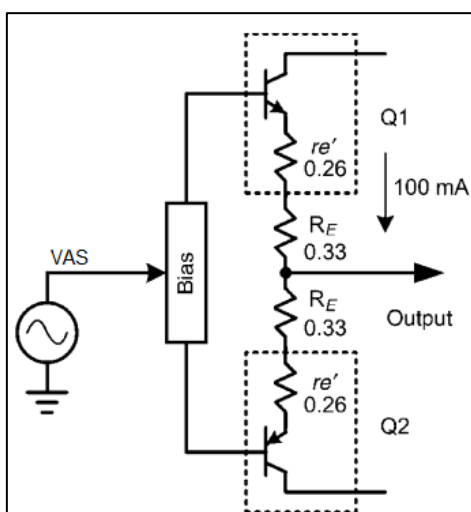
2.5.5.2 Amplificador de corrente

O amplificador de corrente é o estágio que fornece o ganho de corrente que alimentará a carga na saída. O sinal vindo do multiplicador de V_{be} , passa pelo estágio driver e então chega nas bases do par de transistores de saída que ficam ligados em coletor comum, dando um alto ganho de corrente (CORDEL, 2011).

Visto na Figura 30, para ocorrer um completo equilíbrio entre os transistores NPN e PNP, são adicionados em seus emissores resistores de degeneração R_E , que provocam o equilíbrio de corrente nos dois lados de amplificação, pois, geralmente transistores PNP possuem mais ganho β do que os NPN, o que pode ocasionar uma não linearidade no sinal de saída. Os resistores de degeneração geralmente são de valores de baixa resistência, entre $0,1\Omega$ a 1Ω , o que depende da potência de saída e quantidade de pares NPN/PNP presentes no projeto do amplificador (SELF, 2013).

Visto que, para minimizar os efeitos da distorção de *crossover*, é escolhida uma corrente de repouso para manter o estágio de saída em condução contínua. Na Figura 30, pode ser visualizada a corrente de repouso de 100 mA, mas se o estágio amplificador de corrente conter mais pares de transistores, essa corrente pode ser dividida pela quantidade de pares, com um mínimo de 10 a 40 mA por par de transistor de saída (CORDEL, 2011).

Figura 30 - Transistores de saída



Fonte: Cordel (2011, p. 100).

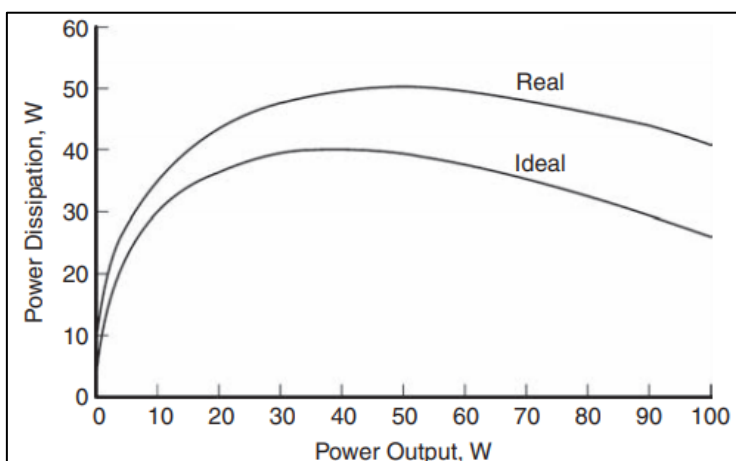
Segundo Cordel (2011), o que deve se reconhecer no estágio de saída, é que a dissipação de energia é igual a potência de entrada menos potência de saída. A

maior parte da dissipação de energia em um amplificador está nos transistores do estágio de saída, que é o resultado da potência gerada pelo produto entre V_{ce} e I_c , onde, V_{ce} é dado pela tensão CC da fonte de alimentação menos a tensão de saída em “Output”.

Conforme Self (2002), a dissipação de energia de um estágio de saída de classe AB será pequena em níveis baixos de energia e aumentará com a potência de saída até cerca de 1/3 da potência máxima de saída. Em níveis de potência de saída acima de 1/3, a dissipação diminui devido ao produto de V_{ce} e I_c ser menor.

De acordo com Cordel (2011), um amplificador com estágio de saída em classe AB com 1/3 de potência na saída, a dissipação para um amplificador ideal é igual a cerca de 40 % de sua potência consumida da fonte, chegando mais próximo de 46 % para um amplificador do mundo real devido a perdas adicionais geradas por limitações dos componentes. Quando operando com potência máxima, um amplificador classe AB do mundo real dissipará cerca de 37 % de sua potência consumida, sendo que em teoria, um amplificador ideal dissipará cerca de 26 %.

Figura 31 - Potência dissipada x Potência na carga



Fonte: Self (2013, p. 105).

Em amplificadores que possuem fonte de alimentação com maior potência, os transistores de saída podem ser ligados com mais pares PNP/NPN em paralelo, fazendo com que a corrente que circula por cada transistor se some na saída do amplificador, gerando maior potência na carga (SLONE, 1999).

Segundo Slone (1999), a adição de mais quantidade de pares de transistores no amplificador de corrente, com uma mesma fonte de alimentação, não gera mais potência significativa na saída, e sim aumenta a confiabilidade do projeto. Com a adição de mais pares de transistores, a potência dissipada em cada um dos elementos diminui devido a contribuição de cada transistor. Nesse tipo de ligação, é importante a utilização de resistores na base e resistores de emissor em cada transistor, para o correto equilíbrio de potência em cada um dos transistores, a fim de não sobrecarregar o transistor com maior β .

3 METODOLOGIA

No capítulo anterior foram apresentados os principais conceitos sobre um amplificador de áudio com três estágios em cascata. No presente capítulo, será apresentada a metodologia utilizada para o projeto de um amplificador de classe AB, mostrando as atividades desenvolvidas, o método da validação do projeto com os resultados e a avaliação da proposta.

Conforme Zanella (2013), o objetivo de análise e crítica de métodos de investigação para realização de estudo de um projeto, pode ser definido como metodologia. O estudo voltado para pesquisa busca o desenvolvimento de novas áreas e conhecimentos, tendo como finalidade, a resolução de problemas práticos e teóricos.

3.1 Métodos de pesquisa

De acordo com Zanella (2013), partir dos objetivos gerais do estudo, o presente trabalho pode ser caracterizado como exploratório. O estudo de pesquisa, pode ser reconhecido como de análise da realidade que busca o conhecimento necessário, para que, após análise detalhada de projeto, realizar um trabalho descritivo.

Com a finalidade de atingir o objetivo deste trabalho, foi realizado um estudo sobre os estágios de amplificação e detalhes técnicos sobre projetos de estágios de amplificação, utilizados para aplicação em áudio, que foram apresentados por meio da pesquisa de referencial teórico.

Na sequência do trabalho será apresentado o desenvolvimento de um amplificador de áudio de classe AB, de 800 Wrms com sinal senoidal. Serão

apresentados os cálculos de projeto e detalhes técnicos do amplificador, desde os estágios de amplificação e dimensionamento da fonte de alimentação.

As placas de circuito impresso foram confeccionadas a partir do método de impressão térmica, com desenvolvimento dos *layouts* das ligações elétricas no software *Altium Designer PCB*.

3.2 Aplicações e avaliação

O projeto de um amplificador de áudio pode ter uma vasta gama de aplicação, desde sistemas de alta potência para grandes eventos, até sistemas residenciais, aeroportos, shoppings e qualquer outro tipo de aplicação que utilize amplificação de áudio.

Atualmente, os amplificadores de áudio estão divididos em duas classes de aplicação. Para aplicação em sistemas profissionais, os mesmos exigem alta confiabilidade e baixo nível de distorção THD, e para aplicação geral em aparelhos de áudio que operam com sistemas mais simples de baixo custo. O amplificador do presente trabalho tem intuito de ser aplicado em sistemas profissionais, que operam alta potência e confiabilidade. O projeto também pode ser facilmente alterado para que seja aplicado em sistemas de baixa potência, assim, reduzindo o custo do projeto.

Deve ser levado em consideração que a etapa de entrada e amplificador de tensão VAS pode operar com níveis de tensão de alimentação diferentes, sem que seja alterado nenhum componente do projeto. Isso somente é possível devido as etapas de entrada e VAS serem compensadas com fonte de corrente constante apresentada no capítulo 2, o que leva de forma a facilitar a aplicação em qualquer que seja o equipamento da área de áudio.

4 PROJETO DO AMPLIFICADOR

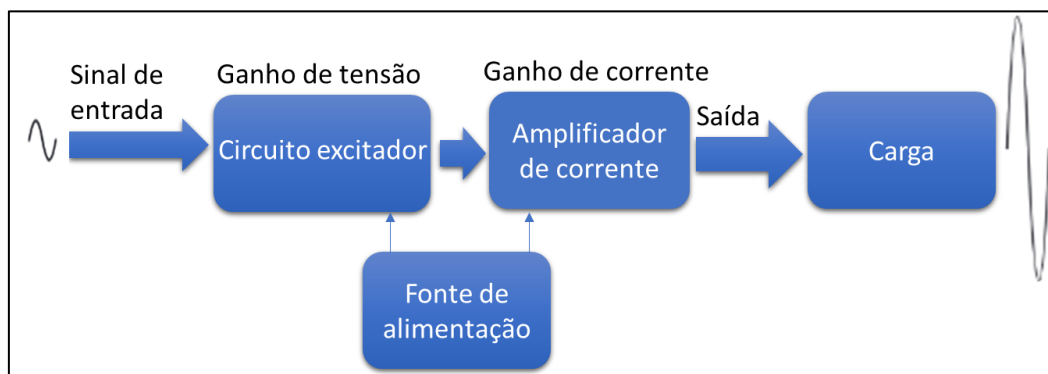
No presente trabalho será apresentado o projeto de um amplificador classe AB, considerado de alta potência, com 800 W_{rms} na saída, em regime de potência contínua com sinal senoidal de 1 kHz, com uma carga de 4 ohms puramente resistiva. Não será abordado análises de potência com sinais complexos (programas musicais), o que faria com que o trabalho entrasse em outra linha de raciocínio, perdendo o foco principal que é a análise em regime contínuo de potência. Contudo, tendo-se um sinal senoidal de baixa distorção e boa linearidade na resposta em frequência, faz com que o amplificador tenha boas características com sinais complexos.

Atualmente, existem no mercado inúmeros modelos de amplificadores que utilizam as mais variadas topologias de amplificação citadas nos capítulos anteriores, mas ainda assim, as mais que mais trazem benefícios como boa fidelidade na amplificação do conteúdo com baixa distorção estão ligadas a classe A no estágio de amplificação de tensão e na saída com estágios classe AB, G ou H. Como citadas as classes G e H são provenientes da classe AB e servem exclusivamente para aumentar a eficiência do circuito amplificador de corrente, dissipando menos calor.

Amplificadores classe AB com resposta plana, com + - 0,5 dB de 20 Hz a 20 kHz, podem ser utilizados para qualquer aplicação tanto para sinais de baixa frequência, como de alta frequência sem que o ganho de saída do amplificador seja afetado de maneira que se possa perceber uma grande redução de potência na carga.

A estrutura de projeto do um amplificador classe AB é composta pelas seguintes etapas, sendo: fonte de alimentação, circuito excitador gerando o ganho de tensão, (amplificador diferencial, VAS e *feedback*) e amplificador de corrente, onde posteriormente é conectada a carga, sendo essa representada no diagrama de blocos da Figura 32.

Figura 32 - Estrutura de projeto



Fonte: Do autor (2020).

4.1 Dimensionamento da fonte de alimentação

Em amplificadores classe AB, geralmente são utilizadas fontes de alimentação linear, com transformador 50 Hz ou 60 Hz ligado diretamente na rede de transmissão de energia 110/220 Vac. Esse tipo de fonte traz como vantagens boa confiabilidade e baixa geração de ruído, comparado com as fontes de alimentação chaveadas.

Após a tensão AC de saída do transformador linear, faz-se a retificação com diodos em ponte completa e filtra-se a tensão com um banco de capacitores eletrolíticos para manter a tensão média o mais alto possível com um menor *Vripple*, para garantir uma tensão CC com o valor mais puro possível.

Para se dimensionar o transformador deve-se levar em consideração a eficiência da topologia do estágio de saída, com mais uma folga de 20 %, devido a aquecimento e perdas do transformador. Assim, para o amplificador classe AB do presente trabalho com 800 Wrms, o transformador pode ser calculado da seguinte forma na Equação 42, sendo PI a potência na carga.

$$P_{trafo} = \left(PI + \left(\frac{0,4 \cdot PI}{0,6} \right) \right) \cdot 1,2 = 800 + \left(\frac{0,4 \cdot 800}{0,6} \right) \cdot 1,2 = 1600 \text{ V.A} \quad (42)$$

Sendo assim, o transformador deve ser capaz de fornecer 1600 V.A para poder operar com folga, e não entrar na saturação de potência.

4.1.1 Cálculos do retificador

A fonte de alimentação possui um transformador de 60 Hz, 65 + 65 Vac, onde o center tape do transformador será o GND. O retificador será de onda completa em ponte e o circuito de filtragem de saída será feito com capacitores eletrolíticos e de poliéster.

A partir da tensão Vac do secundário do transformador, pode se realizar o cálculo da tensão CC média de saída da fonte, que pode ser dada pela tensão de pico do secundário do transformador, menos a queda de 0,7 V do diodo retificador, vista na Equação 43.

$$V_{fonte} = (V_{ac \text{ trafo}} \cdot \sqrt{2}) - 0,7 = (65 \text{ V} \cdot \sqrt{2}) - 0,7 = 91,22 \text{ V} \quad (43)$$

Na equação 43 Vac trafo é o valor da tensão AC de um dos enrolamentos do transformador, e a subtração de 0,7 V é a perda tensão do diodo retificador da ponte retificadora. A tensão de 91,22 Vcc será refletida para o lado positivo e negativo e em relação ao center tape do transformador tem-se uma tensão de + - 91,22 Volts de pico, e 182,44 V de pico a pico.

Para o projeto do banco de capacitores do amplificador a ser projetado, será adotada uma variação de tensão de saída (*Vripple*) de 2 % em relação a 91,22 V, ou seja, a tensão de saída poderá variar 1,82 Vp. Tudo isso leva-se em consideração se o transformador ou a rede primária não apresentar queda de tensão.

Levando em consideração que a fonte tenha 1600 V.A podemos encontrar a corrente CC (*Icc*) na saída do banco em regime permanente, e depois calcular a capacitância do banco de capacitores.

$$I_{cc} = \frac{1600 \text{ V.A}}{182,44 \text{ V}} = 8,77 \text{ A} \quad (44)$$

$$C = \frac{I_{cc}}{2 \cdot f \cdot V_{ripple}} = \frac{8,77 \text{ A}}{2 \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 1,82 \text{ V}} = 40155 \text{ uF} \quad (45)$$

Para essa condição, poderiam ser colocados 4 capacitores eletrolíticos de 10.000 uF/100v para cada lado da fonte. Como a resistência capacitiva (ESR) ficaria muito alta em relação a corrente de pico de saída do banco de capacitores, é

recomendada a utilização de mais capacitores em paralelo para um melhor desempenho e vida útil deles.

4.2 Circuito de entrada

Mostrado nos tópicos 2.5.1, à 2.5.3, a Figura 21 representa um circuito típico do par diferencial de entrada. No projeto será utilizado um par diferencial com transistores PNP sendo de modelo 2N5401 que apresenta características de ganho β igual a 160, sendo os dois casados com um mesmo ganho para obter uma boa ação de rejeição em modo comum.

Para resistores de degeneração do par diferencial, serão adotados valores típicos de 100Ω como descritos segundo as referências.

Para a fonte de corrente será adotado um valor de 2 mA para alimentação do amplificador diferencial. A partir da Equação 35, podemos calcular o resistor da fonte de corrente do par diferencial.

$$2 \text{ mA} = \frac{0,7 \text{ V}}{R}$$

$$R = \frac{0,7 \text{ V}}{0,002} = 350 \Omega$$

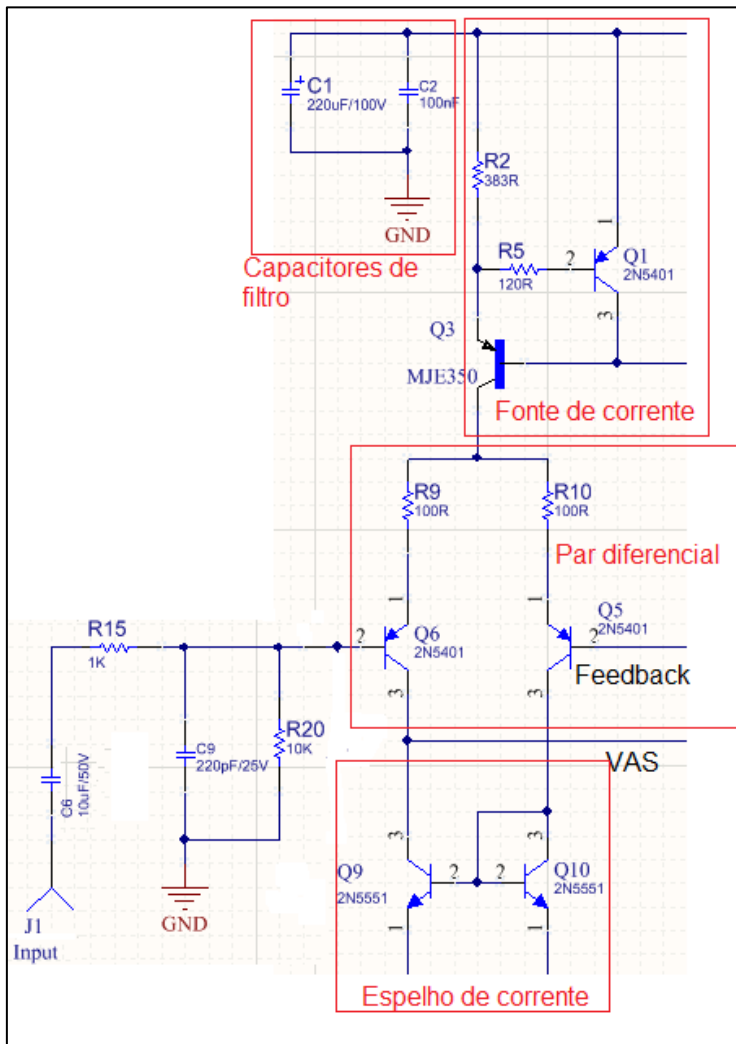
Será colocado no projeto um resistor de 383Ω com $\pm 1\%$ de variação de resistência considerado de precisão, o que irá gerar uma corrente de 1,82 mA para o par diferencial.

Assim, a transcondutância máxima por cada transistor poderá ser descrita pela Equação 34.

$$g_m = \frac{1,82 \text{ mA}/2}{26 \text{ mV}} = 0,035 \text{ S}$$

Visto na Figura 33, o estágio de entrada com os capacitores de filtro C1 e C2 para eliminar efeitos indutivos das trilhas da placa de circuito impresso e para amenizar o efeito *ripple*. O transistor Q1 gera uma referência de 0,7 V para gerar a corrente que irá alimentar os transistores Q5 e Q6 do par diferencial. Os transistores Q9 e Q10 garantem uma boa estabilidade de corrente nas duas malhas do par diferencial tendo uma maior simetria de correntes.

Figura 33 - Estágio de entrada



Fonte: Do autor (2020).

Pode se determinar a impedância de entrada do amplificador, a partir da equação 46 e 47 e 48.

Levando em consideração as resistências de emissor a 25 °C com V_T igual a 26 mV, temos as resistências de emissor.

$$r_{e'} = \frac{V_T}{I_e} = \frac{26 \text{ mV}}{1,82 \text{ mA}/2} = 28,57 \Omega \quad (46)$$

Calculando a impedância de entrada do par diferencial.

$$R_d = 2 \cdot (\beta + 1) \cdot (r_{e'} + R_{deg}) \quad (47)$$

$$R_d = 2 \cdot (160 + 1) \cdot (28,57 \Omega + 100 \Omega) = 41,4 \text{ k}\Omega$$

Pode-se determinar a impedância R_{in} (*Input*) do amplificador, levando em consideração R15 e R20.

$$R_{in} = R_{15} + \left(\frac{R_{15} \cdot R_d}{R_{15} + R_d} \right) \quad (48)$$

$$R_{in} = 1 \text{ k}\Omega + \left(\frac{10 \text{ k}\Omega \cdot 41,4 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 41,4 \text{ k}\Omega} \right) = 9,05 \text{ k}\Omega$$

4.3 Amplificador de tensão VAS

O circuito da Figura 35 representa o projeto do amplificador de tensão com a compensação de C11 que forma o polo dominante do sistema por compensação *Miller*. A frequência de corte escolhida foi de 80 kHz para ter uma boa largura de banda passante e a tensão de pico no coletor do transistor VAS (E_p) segue na Equação abaixo:

$$E_p \text{ carga} = (\sqrt{4\Omega \cdot 800W_{rms}}) \cdot \sqrt{2} = 80 \text{ V de pico na carga}$$

Devido ao estágio de saída ser do tipo triplo *Darlington*, soma-se 3 x 0,7 V, então:

$$E_p = 80V + 2,1V = 82,1 \text{ Vp}$$

A partir da Equação 38 temos o cálculo do polo dominante.

$$C_{dom} = \frac{0,00091 \text{ A}}{2\pi \cdot 80\text{kHz} \cdot 82,1 \text{ Vp}} \cdot 4 = 88,2 \text{ pF}$$

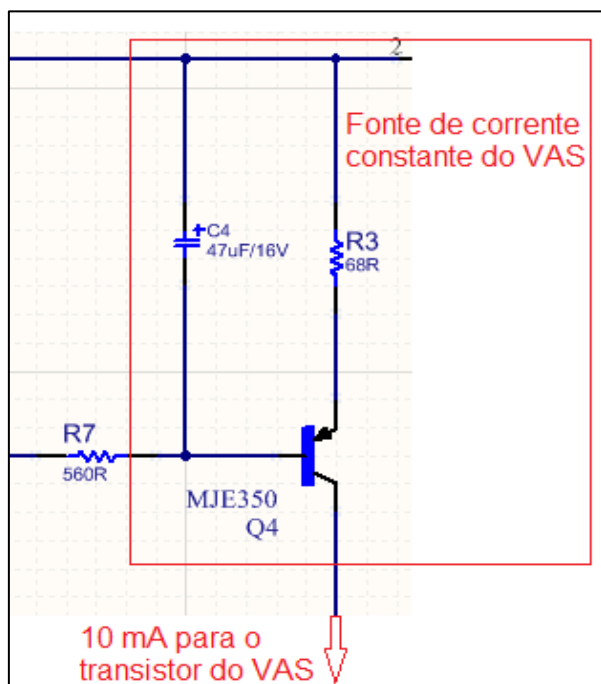
Assim, o capacitor do polo dominante aplicado ao circuito será de 120 pF, que é o valor comercial mais próximo com a tensão desejada de 300V.

A corrente que irá alimentar o transistor do VAS será definida por R3 visto na imagem abaixo, a partir da Equação 35.

$$I_{VAS} = \frac{0,7 \text{ V}}{68 \Omega} = 10,2 \text{ mA}$$

Podemos considerar a corrente do estágio VAS em 10 mA. Na Figura 34 C4 ameniza o efeito *ripple* que chega na base do transistor Q4.

Figura 34 - Fonte de corrente do VAS

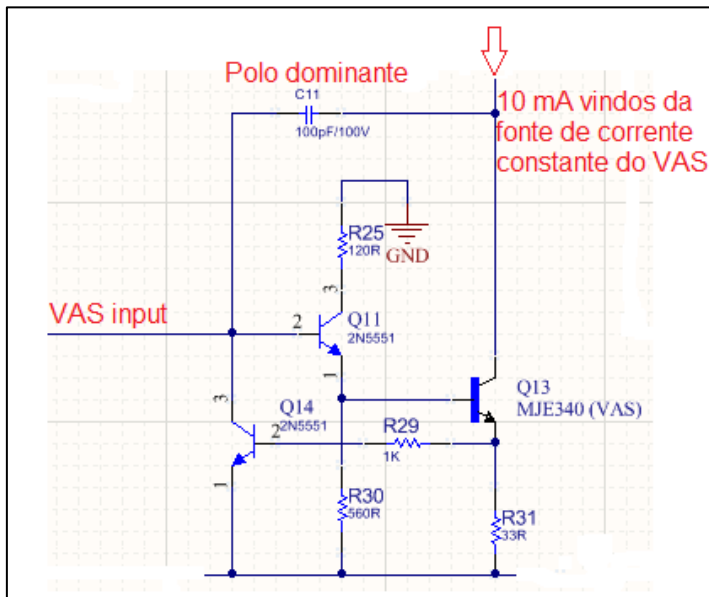


Fonte: Do autor (2020).

No projeto, foi colocado um transistor *buffer* Q11, para dar um ganho de corrente ao transistor VAS Q13, assim o ganho de tensão do estágio é multiplicado pelos transistores Q11 e Q13. O transistor Q14 foi projetado para controlar a corrente máxima que circula por Q13, fazendo com que se circular uma corrente maior ou aproximadamente 18 mA, irá gerar uma queda de tensão de 0,7 V em R31, o que colocará Q14 em condução, diminuindo o ganho de Q11 e Q13, controlando assim a corrente do estágio VAS. O transistor Q14 só irá entrar em condução quando o amplificador chegar na saturação, fazendo com que a corrente do VAS irá subir substancialmente.

O resistor R30 fica com aproximadamente 0,7 V sobre os terminais e com aproximadamente 1,25 mA com o valor de 560 Ω. R30 tem uma grande importância na largura de banda do circuito, se aumentar R30 o transistor Q13 perda a capacidade de fazer a descarga das capacitâncias parasitas de junção, fazendo com que o circuito fique lento e passe a não operar em altas frequências. Mas o valor de R30 também não pode ser muito baixo, pois se a corrente em R30 aumentar devido ao valor de resistência baixa, Q11 irá superaquecer por dissipação de potência. Para R30 pode se utilizar valores entre 470 Ω a 1 kΩ.

Figura 35 - Amplificador de tensão VAS



Fonte: Do autor (2020).

Como o estágio VAS opera em classe A, a dissipação de potência pelo transistor Q13 é máxima quando o amplificador está em estado de repouso, ou sem sinal de áudio. Conforme a Equação 17, podemos encontrar a potência máxima dissipada em Q13.

$$P_{c\ Q13} = 91,22V \cdot 10\ mA = 0,91\ W$$

A potência de Q4 será aproximadamente a mesma de Q13, sendo aconselhado os dois transistores operarem em dissipador de calor.

4.4 Ganho de malha fechada NFB

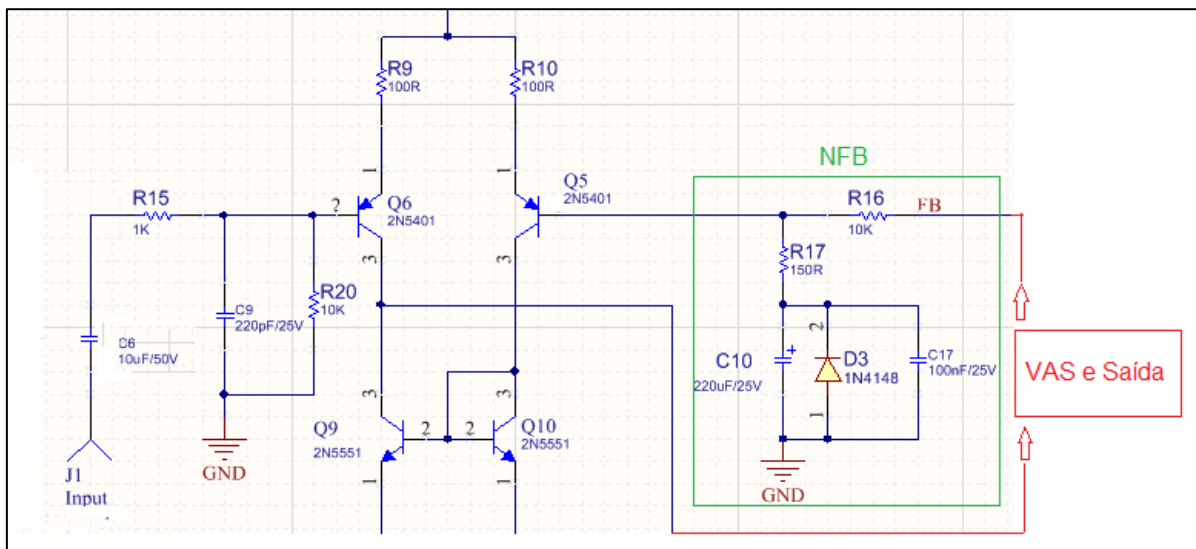
O ganho em malha fechada é calculado a partir das tensões de entrada e saída necessárias para gerar uma potência de 800 Wrms na carga conectada no amplificador. Para o projeto, o ganho de malha fechada é calculado a partir de que a tensão de entrada seja com valor máximo de amplitude de 1 Vrms e a tensão de saída com 56,57 Vrms o que irá gerar a potência de 800 Wrms senoidal.

Assim podemos determinar o ganho G necessário do NFB a partir da Equação 49.

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{56,57\ V}{1} = 56,57 \quad (49)$$

No projeto o ganho mínimo necessário em malha fechada terá que ser de 56,57. A relação de ganho surge dos resistores que fazem a realimentação do estágio de saída para a entrada inversora de um dos transistores do par diferencial. A malha de *feedback* pode ser visualizada na abaixo na Figura 36.

Figura 36 - Entrada diferencial com NFB



Fonte: Do autor (2020).

Os resistores R16 e R17 fazem a relação de ganho necessária para gerar o *loop* fechado. R16 foi dimensionado com 10 kΩ devido a que o estágio de entrada ser do tipo diferencial, com isso as polarizações de base dos dois transistores do par diferencial não podem gerar diferenças para não gerar *off-set* de saída, visto que R20 também é de 10 kΩ e está na base do transistor de entrada de sinal.

Para podermos calcular R17 é utilizada a seguinte Equação 50, utilizada para dimensionar os resistores do NFB.

$$G = \frac{R17 + R16}{R17} \quad (50)$$

$$R16 = (G \cdot R17) - R17$$

$$R17 = \frac{10 \text{ k}\Omega}{55,57} = 179,95 \text{ }\Omega$$

Em valores teóricos, R17 com 180 Ω obtém-se um ganho de aproximadamente 56,57. Para evitar problemas por falta de ganho dependente da fonte de sinal, foi dado um pouco mais de ganho alterando R17 para 150 Ω , ficando assim com um ganho de malha de aproximadamente 68.

A partir da Equação 4 podemos calcular o ganho do NFB em dB para o circuito calculado:

$$dBV = 20 \cdot \log\left(\frac{68}{1}\right) = 36,65 \text{ dB}$$

Para podermos determinar a frequência de corte inferior de -3 dB é utilizada a Equação 51 para determinar a capacitância mínima de C10. A frequência de corte foi escolhida em 5 Hz.

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_{17}} \quad (51)$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 5\text{Hz} \cdot 150\Omega} = 212 \text{ uF}$$

No projeto, C10 foi dimensionado com 220 uF com valor mais próximo do comercial. Juntamente com C10 foi adicionado outro capacitor de poliéster de 100 nF para manter o ganho linear em altas frequências, já que C10 é do tipo eletrolítico e geralmente não apresentam boas características em alta frequência.

4.5 Escolha da etapa de saída

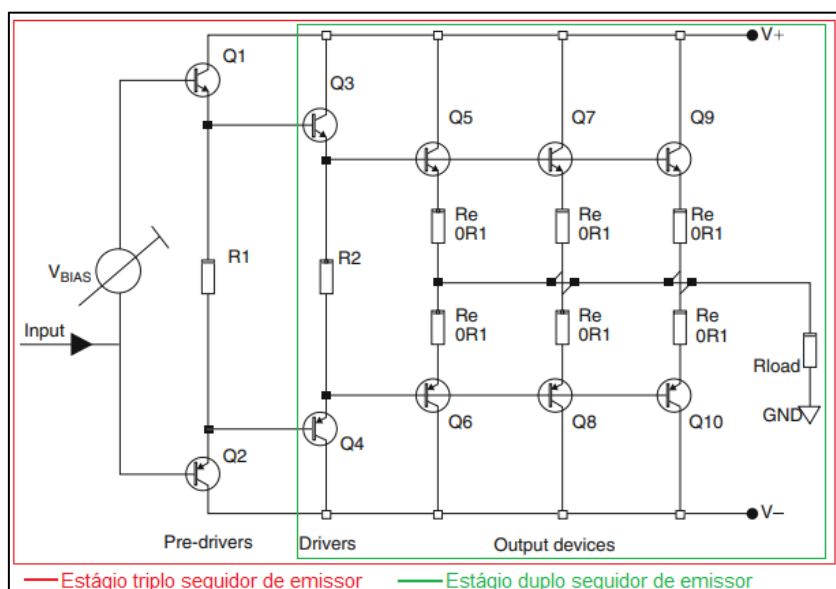
Para aplicação em estágios de saída de amplificadores, existem várias configurações e modelos aplicados, todas principalmente para obter ganho de corrente para alimentar a carga de baixa impedância. Cada modelo de topologia tem uma finalidade de melhoria em alguns aspectos, onde alguns possuem menor distorção harmônica, já outros uma melhor linearidade. Para o projeto a ser dimensionado no trabalho, a etapa de saída deve ser capaz de alimentar uma carga de 4 Ω , obtendo 800 W_{rms}, o que é considerado um estágio de saída de alta potência para um amplificador classe AB.

No presente projeto, será utilizada a topologia de saída com triplo seguidor de emissor, com topologia de estágio complementar, que possui transistores NPN com coletor no lado positivo da fonte e transistores PNP no lado negativo da fonte.

Faz-se de uso um estágio de saída do tipo triplo seguidor de emissor com *pré-driver*, *driver* e saída, simplesmente porque as correntes que fluem no estágio de saída são grandes demais para serem manuseadas somente por dois transistores em cascata. Em amplificadores de alta potência, normalmente haverá vários dispositivos de saída (pares NPN/PNP na saída) em paralelo, e para fornecer a corrente de base para vários pares de transistores de saída, é utilizado dois estágios *buffers* que irão aumentando a corrente gradativamente até chegar nas bases dos transistores de saída.

Poderia ser utilizado um estágio duplo seguidor de emissor, mas o uso desse modelo utilizaria somente um *buffer driver* de corrente para alimentar a base dos transistores de saída, o que faria com que as correntes da base do driver *buffer*, por sua vez, tornam-se muito grandes para a origem de um estágio normal do VAS, o que ocasionaria a sobrecarga do estágio VAS, causando redução no ganho de tensão e geração de harmônicos.

Figura 37 - Estágio de saída complementar



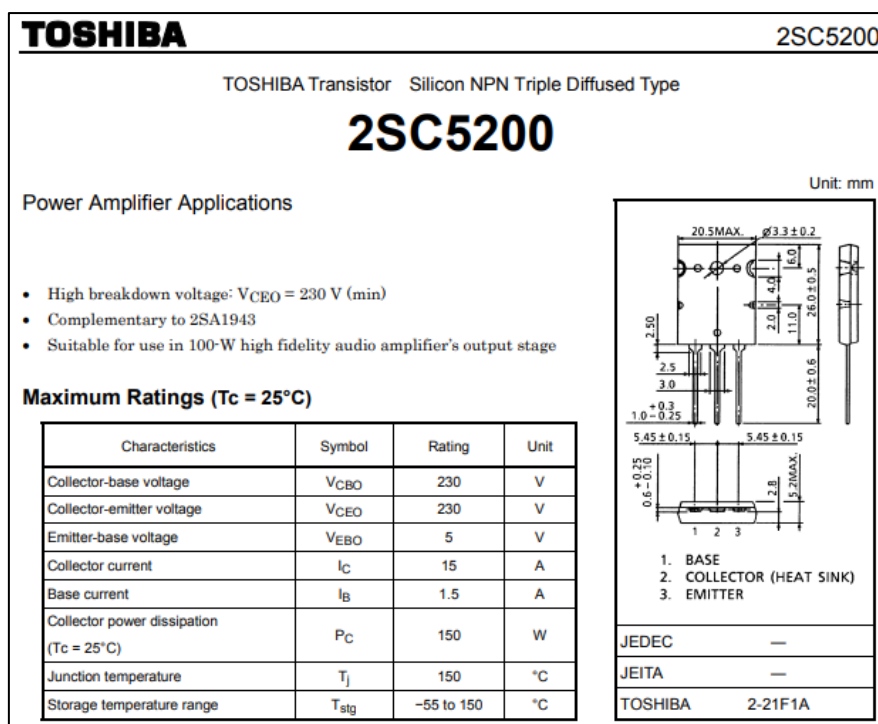
Fonte: Adaptado pelo autor em 20 mai. 2020, de Self (2013).

Visto que o triplo estágio de saída é o mais recomendado para amplificadores classe AB de alta potência, pode-se dimensionar a quantidade de pares de transistores de saída, e dissipador de calor.

4.5.1 Transistores de saída

O dimensionamento da etapa de saída será realizado para um amplificador classe AB de 800 Wrms com sinal senoidal em uma carga de 4Ω. Para a etapa de saída e *driver*, foram escolhidos transistores da marca *Toshiba* de modelos 2SA1943 e 2SC5200, ambos complementares formando pares PNP/NPN, com temperatura de junção (Tj) de 150 °C, corrente de coletor (Ic) de 15 A, capacidade de dissipação de 150 W a 25 °C de operação e tensão de coletor emissor de 230 V.

Figura 38 - *Datasheet* do transistor de saída 2sc5200



Fonte: *Datasheet Toshiba* (2004).

Como visto anteriormente, a fonte de alimentação terá uma tensão de + - 91,22Vcc ou 182,44 Vpp. Com isso, a fonte será capaz de fornecer uma potência máxima para uma carga de 4Ω, conforme a Equação 52, onde PI é a potência máxima fornecida pela fonte, e RI a impedância da carga.

$$PI = \frac{V_{pp}^2}{8 \cdot RI} = \frac{182,44^2}{8 \cdot 4\Omega} = 1040,14 \text{ Wrms} \quad (52)$$

Para Cordel (2011), a quantidade de pares de transistores de saída pode ser calculada por uma regra prática, bastando dividir a potência nominal de saída do amplificador por 75, e arredondando o valor para o próximo número inteiro. Este é o número mínimo de pares de saída recomendado para atender ao critério térmico válido para transistores que suportam 150 °C.

$$Np = \frac{800W}{75} = 10,66 = 11 \text{ pares} \quad (53)$$

Conforme Cordel, dissipar o calor gerado pelos transistores de saída em um amplificador de potência é uma das considerações mais importantes do projeto, e pode ser um grande fator no custo do amplificador. O tamanho do dissipador de calor será determinado em grande parte pela potência nominal do amplificador, e em combinação com a menor impedância de carga prevista. O ponto mais importante que deve ser levado em consideração, é que a dissipação de máxima energia para um estágio de saída típico de classe AB, ocorre em uma potência de aproximadamente 1/3 da potência nominal.

Dessa maneira, para o presente projeto, a saída terá uma potência desejada de 800 Wrms, e a fonte com capacidade de fornecer até 1040,14 W para a carga. Assim a potência máxima dissipada é levada em consideração a potência máxima fornecida pela fonte para uma carga de 4Ω. Na Equação 54 pode ser visualizado a um terço da potência máxima da fonte.

$$PI(1/3) = \frac{1040,14 \text{ W}}{3} = 346,71 \text{ W} \quad (54)$$

Com isso, pode se calcular a potência máxima dissipada em cada lado (NPN e PNP) em um estágio de classe AB, onde Pmd é a potência máxima dissipada em cada lado dos transistores de saída.

$$Pmd = \frac{V_{pp}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_l} = \frac{182,44^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot 4} = 210,77 \text{ W} \quad (55)$$

Também podemos calcular a potência dissipada (Pd) nos transistores de saída em função da potência presente carga, com relação a tensão de pico da carga, visto na Equação 56.

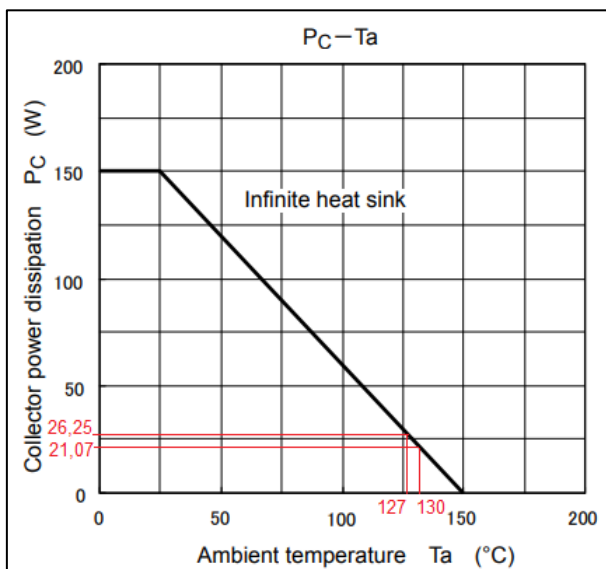
$$Pd = \left(\frac{2 \cdot V_p \cdot V_{cc}}{\pi \cdot R_l} \right) - \left(\frac{V_p^2}{2 \cdot R_l} \right) \quad (56)$$

Quando a saída do amplificador estará com 346,71 Wrms, teremos em cada lado dos transistores de saída, uma potência dissipada de 210,77 W, totalizando 421,54 W dissipados, sendo esse caso considerado o de maior dissipação para o amplificador a ser projetado, pois estará em um terço da potência máxima que a fonte poderá fornecer para a carga, gerando a maior potência dissipada possível.

Com base no *datasheet* da fabricante *Toshiba* (2004), para cada par complementar é recomendado uma potência máxima de saída de até 100 Wrms na carga. No *datasheet* o fabricante menciona que é de suma importância que seja realizado os cálculos de dissipação de potência para a correta aplicação, evitando que os mesmos não excedam sua potência máxima e acabem se danificando por operarem fora das características indicadas.

Comparando os resultados de Cordel (2011) com 11 pares e os resultados preliminares da fabricante *Toshiba* com 8 pares para obter 800 Wrms na saída, podemos avaliar as características do gráfico de dissipador infinito (*infinite heat sink*), e considerar a potência máxima dissipada em função da temperatura ambiente ou do dissipador.

Figura 39 - Potência dissipada no coletor x temperatura do dissipador



Fonte: *Datasheet Toshiba* (2004).

$$Ptr = \frac{P_{md}}{n_{tr}} = \frac{210,77}{8} = 26,25 \text{ W} \quad (57)$$

Partindo que seriam 8 pares de transistores para se ter 800 Wrms na carga, conforme a Equação 57, teríamos 26,25 W de potência dissipada em cada transistor, com uma temperatura máxima do dissipador de aproximadamente 127 °C segundo a fabricante *Toshiba*.

Para não haver sobrecarga de potência nos transistores em relação a carga de 800 Wrms, podemos adicionar mais dois pares, assim tendo 80 Wrms de contribuição da potência de saída por par. Com isso, a potência dissipada por transistor é diminuída para 21,07 W, com uma temperatura máxima de aproximadamente 130 °C, concluindo assim a aplicação de 10 pares de transistores para o presente projeto com fonte simétrica de + -91,22 V com 800 Wrms na carga em 4 Ω .

Segundo o *datasheet* da fabricante *Toshiba* (2004), a temperatura máxima de junção do transistor é 150 °C, e visto no gráfico da Figura 39, a temperatura do dissipador poderá chegar muito perto da temperatura máxima de junção, o que traz um alto risco de dano dos dispositivos semicondutores. A partir disso é realizado o estudo de vida útil do mesmo e análise de qual poderá ser a temperatura máxima que o mesmo poderá atingir.

Segundo a fabricante dos transistores de saída *Toshiba* (2018), para garantir maior confiabilidade do produto semicondutor, são definidas faixas operacionais reduzidas em relação aos valores nominais, levando em consideração fatores como surtos de corrente e ruídos, sendo esse termo mais conhecido como “*derating*” ou mesmo, a depreciação do componente semicondutor.

Conforme *Toshiba* (2018), a depreciação do dispositivo semicondutor geralmente se aplica para tensão e corrente elétrica, energia dissipada, e fatores do ambiente de funcionamento, como temperatura e umidade ambiente. Particularmente, os dispositivos semicondutores de potência, dissipam potências relativamente altas, portanto, o nível de redução da temperatura da junção (T_j) do dispositivo está ligado diretamente a durabilidade e confiabilidade do projeto a ser desenvolvido.

Segundo *Toshiba* (2018), à medida que a temperatura operacional aumenta, a taxa de falhas dos produtos semicondutores aumenta gradativamente, fazendo com que o estresse térmico aplicado na junção interna do produto semicondutor será dado pela soma da temperatura ambiente e o aumento da temperatura causado pelo

consumo de energia do semicondutor, que está ligado diretamente a dissipação de potência do mesmo.

Conforme *Toshiba* (2018), para garantir a durabilidade dos semicondutores, é desejado que a temperatura ambiente (T_a) deve ser mantida o mais baixa possível, para uma boa dissipação de calor dos dispositivos semicondutores. Estudos e análises sobre o uso de resfriamento com dissipadores e ventilação forçada podem ser benéficos ao projeto. A taxa de dissipação de energia térmica pode ser adquirida com o próprio fabricante de dissipadores de calor.

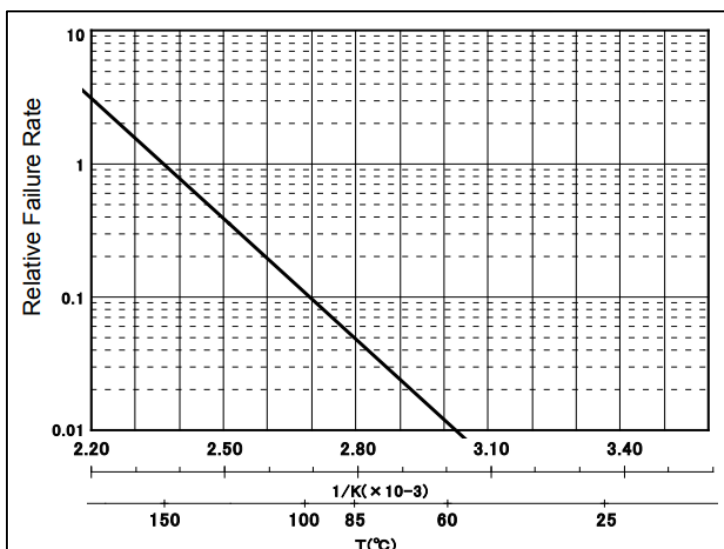
Mesmo que o projeto seja dimensionado de maneira dentro dos limites de temperatura e dissipação de potência do dispositivo semicondutor, muitas vezes a temperatura de funcionamento torna-se alta, devido a condições do ambiente, como temperatura do ar. Dessa maneira deve se ter uma temperatura máxima absoluta de funcionamento para garantir uma boa vida útil ao equipamento a ser projetado (TOSHIBA, 2018).

Conforme citado pela fabricante *Toshiba*, assumindo uma temperatura de junção com pico máximo de 80 % em relação a máxima admitida, um dispositivo semicondutor de potência operando com T_j em 50 %, tem uma expectativa de vida útil de 10950 horas.

O aumento de horas úteis está ligado diretamente a temperatura de junção, e deve ser levado em consideração, que o projeto deve ter uma certa zona de confiabilidade, mas também sendo viável economicamente, pois com o aumento de confiabilidade teremos um aumento de elementos semicondutores e dissipadores de calor com maior capacidade, que geram custos relevantes ao projeto, e os mesmos devem ser avaliados juntamente para ter um casamento aceitável.

Na Figura 40, pode se visualizar, o gráfico de testes em transistores de potência, que suportam até 150 °C, realizado pela fabricante *Toshiba*, onde é levado em consideração a taxa de falha do componente pela temperatura de operação em °C.

Figura 40 - Curva de falha x temperatura



Fonte: Toshiba (2018).

Com uma temperatura de operação de até 85 °C, percebe-se que a taxa de falha é muito baixa, e a partir desse valor de temperatura, a falha já se torna algo para ser analisado e testado, para assim garantir a confiabilidade e a vida útil prolongada.

Analisando o gráfico da Figura 40, o amplificador a ser projetado terá sua temperatura máxima de operação do dissipador de calor limitada com um sensor térmico em 85 °C, o que leva a uma taxa de falha de 0,05, que é considerada muito boa. A temperatura de 85 °C irá somente ser atingida quando as condições de ambiente não forem favoráveis, ou se a carga conectada possuir impedância nominal menor que a mencionada para o projeto.

Para a compensação de β dos transistores de saída devido a temperatura e transistores com β diferentes, foram adicionados resistores de 0,47 Ω em todos os emissores dos transistores de saída, fazendo com que as correntes de emissor fiquem balanceadas em todos os transistores.

Sabendo que o projeto irá ter 10 pares de transistores, podemos calcular a potência dissipada em cada resistor de emissor quando o amplificador estiver com sua potência máxima de saída.

Sabendo que para obter 800W em 4 Ω , teremos 56,57 Vrms na carga, com uma corrente de 14,14 Arms. Como o circuito dos emissores equivale a um circuito de

meia onda, a corrente rms de cada lado é dada a partir da corrente de pico da carga, dividida por 2, que é igual a 10 Arms.

Sendo 10 transistores em cada lado, a corrente em cada emissor é de 1 A. Podemos então calcular potência máxima em cada resistor, sendo P_{dr} .

$$P_{dr}=0,47 \Omega * 1 A^2=0,47 W \quad (58)$$

No projeto foram colocados resistores de 5 W devido a disponibilidade comercial, mas poderiam ser colocados resistores de 2 W, onde ainda teríamos uma boa folga de potência.

4.5.2 Pré-driver e driver

Como já mencionado, o triplo estágio de saída complementar possui em sua topologia dois *buffers* de corrente antes dos transistores de saída, sendo o *pré-driver* que recebe o sinal com de alta amplitude em forma de tensão e baixa corrente e o driver dando um pequeno ganho a mais de corrente para alimentar os sinais das dez bases dos transistores de saída.

O *pré-driver* opera com baixa corrente quiescente, em torno de 6 mA. Para os transistores do *pré-driver* foram escolhidos os MJE340 sendo NPN, e o MJE350 sendo PNP, podendo dissipar até 20 W com dissipador de calor. No projeto, os *pré-drivers* irão dissipar uma potência quiescente de aproximadamente 0,55 W, visto na Equação 60.

Sendo assim, os 6 mA são provenientes do resistor entre os emissores do *pré-driver* com 470 Ω , e a tensão gerado pelo multiplicador de V_{be} com 4,2v menos 1,4V devido as quedas de tensões de V_{be} dos pré-drivers, visto na Equação 59.

$$I_{pre} = \frac{(4,2 V - 1,4 V)}{470 \Omega} = 6 mA \quad (59)$$

$$P_{d pre} = 6 mA * 91,22 V = 0,55 W \quad (60)$$

No projeto, os *pré-drives* operam praticamente sem entrarem em corte, pois ocasionando a distorção de *crossover* nesse estágio seria extremamente prejudicial e irreversível, aumentando muito a taxa de THD.

Para os transistores *drivers* de saída, a escolha foi utilizar o modelo dos mesmos transistores utilizados na saída, devido aos limites máximos de tensão V_{ce} .

Segundo Cordel (2011), em estágios triplos de saída, é recomendado que os *drivers* de saída sejam acoplados ao dissipador de calor juntamente com os transistores de saída, assim, o transistor driver acompanha a mudança de β juntamente com os transistores de saída, garantindo uma maior linearidade do estágio de saída como um todo.

Os transistores *driver* do projeto irão operar com uma corrente quiescente de aproximadamente 8 mA, dissipando uma potência mínima de 0,7 W em cada lado devido a região de classe A, visto na Equação 62.

$$I_{driver} = \frac{4,2 V - 2,8 V}{180 \Omega} = 8 \text{ mA} \quad (61)$$

$$P_{d \text{ mínimo driver}} = 8 \text{ mA} \cdot 91,22 = 0,7 \text{ W} \quad (62)$$

Assim, a parcela de máxima potência dissipada para os transistores *drivers* pode ser calculado a partir da impedância de entrada do estágio de saída (R'_{out}), que é dado pela impedância da carga multiplicado pelo β igual a 50 do estágio de saída.

$$R'_{out} = 4 \text{ ohms} \cdot 50 = 200 \text{ ohms}$$

A partir da Equação 24, podemos determinar a potência máxima dissipada pelos dois transistores *drivers* do estágio de saída.

Levando em consideração teórica, a dissipação máxima de potência a 1/3 de potência da fonte, temos 52,6 Vp na carga e isso somado com mais 0,7 V proveniente do V_{be} do estágio de saída, então temos 53,3 Vp no emissor do transistor *driver*.

$$P_{d \text{ drivers}} = \frac{2 \cdot 53,3 V \cdot 91,22 V}{\pi \cdot 200 \Omega} - \frac{53,3^2 V}{2 \cdot 200 \Omega} = 8,37 \text{ W}$$

Sendo assim, a potência máxima dissipada em classe B do estágio *driver* é de 8,37 W, com 4,18 W em cada transistor sendo simulado e conferido no *software Multisim*.

Os transistores de saída ficam conectado de modo que todas as bases ficam em paralelo conectadas no emissor do transistor *driver*. Quando temos muitos transistores de saída, as capacitâncias de base de cada transistor se somam, gerando problemas de oscilação no circuito do *driver*.

Conforme Cordel (2011), para amenizar o efeito capacitivo das bases, são adicionados resistores de base “*stopper resistors*” em série entre o *driver* e a base do transistor de saída, para promover uma melhor estabilidade no estágio de saída. Os resistores de base para os transistores de saída reduzem as interações entre os transistores de saída, ligados com as bases em paralelo, que podem levar à instabilidade ou oscilação. Comumente é utilizado valores entre 1 Ω a 100 Ω .

No projeto, foi escolhido resistores de 10 Ω para as bases dos transistores de saída. Visto que o valor é o mais utilizado pelas referencias, e não existe um cálculo para aproximar um valor exato, pois cada transistor tem uma capacitância de base diferente, assim o teste experimental irá mostrar a resposta em frequência.

O estágio triplo seguidor de emissor possui uma característica de obter uma alta impedância de entrada, que pode ser excitada com alguns micros amperes. Com carga de 4 ohms na saída do amplificador e β do estágio de saída, *driver* e *pré-driver* de 50 x 100 x 100 x 4 temos uma impedância de entrada de 2 Mohms para uma carga de 4 ohms.

4.5.3 Filtros de saída

Em um amplificador de classe AB, em paralelo com a carga é adicionado um circuito RC passa altas, chamado de filtro *Zobel*, que atenua possíveis oscilações de alta frequência. Essas frequências ficam na margem de frequência de 100 kHz a 500 kHz.

O filtro pode ser projetado e dimensionado para frequências acima de 100 kHz, não afetando a resposta em frequência do amplificador.

Para o projeto, a frequência escolhida para atenuação de -3 dB do filtro é de aproximadamente 160 kHz. Partindo como base, um capacitor tipicamente utilizado de 100 nF, podemos calcular o resistor do filtro conforme a Equação 63.

$$R_{zobel} = \frac{1}{2\pi * 160 \text{ kHz} * 100 \text{ nF}} = 9,94 \Omega = 10\Omega \quad (63)$$

Tendo como valor de R_{zobel} igual 10 Ω , podemos determinar a potência máxima do resistor para a frequência máxima de corte do amplificador de 20 kHz.

$$X_C = \frac{1}{2\pi * 20 \text{ kHz} * 100 \text{ nF}} = -79,57j \quad (64)$$

Calculando a corrente na malha RC:

$$|I_{\text{zobel}}| = \frac{56,57 \text{ V}}{-79,57j + 10\Omega} = 0,7052 \text{ A} \quad (65)$$

$$P_d R_{\text{zobel}} = (10 \Omega * 0,7052^2 \text{ A}) = 4,97 \text{ W} \quad (66)$$

O resistor aplicado para o filtro *Zobel* escolhido será de 5W.

Segundo Cordel (2011), também se utiliza um filtro RL em série com a saída do amplificador para eliminar os efeitos reativos capacitivos causados por cargas indevidas ligadas na saída do amplificador. Na maioria dos amplificadores inclui-se na saída uma bobina com indutância entre 0,5 uH e 10 uH. Em altas frequências, a impedância do indutor aumenta e isola o estágio de saída, não deixando a carga reativa desestabilizar o *feedback* global. O indutor é colocado em paralelo com um resistor geralmente de 10 Ω que ajuda a amortecer a ressonância que o indutor pode ter em combinação com a carga reativa.

No projeto do amplificador foi adicionado uma bobina de 6 uH em paralelo com um resistor de 10 Ω comumente utilizado pelas referencias. No projeto, não será abordado cálculos para cargas reativas, pois os testes serão realizados com carga puramente resistivas.

4.5.4 Dissipador de calor

A escolha do dissipador de calor para amplificadores é algo de muita importância, pois o calor gerado pelos transistores de saída deve ser enviado para o ambiente, realizando uma troca térmica.

Na prática, o dissipador de calor sempre se torna umas das maiores dificuldades de escolha para o projeto, pois, nem sempre se encontra no mercado dissipadores de calor para aplicação em alta potência, pois a aplicação para amplificadores de áudio é uma área com aplicação específica. O dissipador geralmente encarece o projeto, devido a ser geralmente construído de alumínio, e muitas vezes com material usinado, de forma que o dissipador encaixe no projeto mecânico do amplificador, com furações para fixação e aletas de ventilação para haver refrigeração forçada.

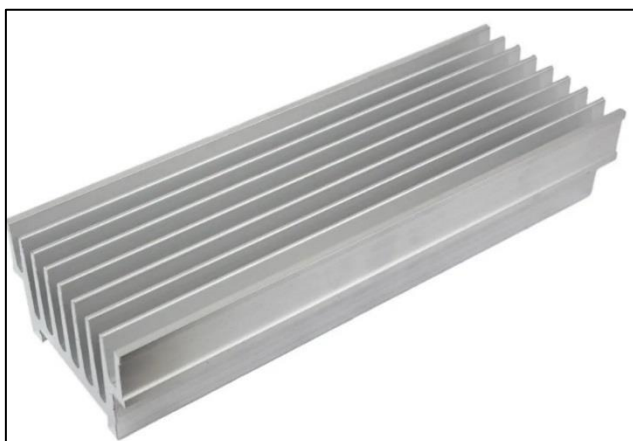
No presente projeto, obtive-se dificuldade em obter um dissipador para a aplicação, pois empresas que vendem dissipadores não fabricam somente uma peça por ser uma peça usinada, e sim somente acima de uma quantidade mínima.

O dissipador escolhido foi da empresa *Gatshmane áudio*, que disponibiliza para venda o dissipador de calor para amplificadores classe AB, com encaixe para transistores de encapsulamento TO-264. Sendo os transistores de saída 2SC5200 e 2SA1943 com encapsulamento TO-264, o dissipador pode ser aplicado sem nenhum problema.

O dissipador possui 30 cm de comprimento, e tem capacidade para colocar 12 pares de transistores de saída, sendo que no projeto irá 10 pares de saída com mais um par sendo os *drivers* da saída, totalizando 11 pares parafusados no dissipador.

O fabricante do dissipador indica que o mesmo pode ser aplicado em amplificadores de áudio classe AB, com saída de até 1000 Wrms, levando em consideração a potência dissipada em relação a potência de saída. O dissipador possui aproximadamente 1350 gramas de peso, e recomenda-se a utilização de ventilação forçada. O dissipador pode ser visualizado na Figura 41.

Figura 41 - Dissipador de calor



Fonte: Mercado Livre (s.d.).

Na Figura 42 pode ser visualizado o corte de modo lateral o dissipador, com as medidas em mm. Pode ser visto que o dissipador possui cinco aletas centrais com 36,5 mm e mais aletas laterais, que facilitam a troca térmica com a ventilação forçada.

5 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

5.1 Escolha do transformador

A escolha do transformador para o projeto da fonte de alimentação de um amplificador de alta potência geralmente está ligada à construção física do mesmo.

O transformador escolhido no projeto foi do modelo toroidal, de 65 + 65 Vac com 26 amperes de corrente, com mais um enrolamento auxiliar de 15 + 15 Vac com 3 amperes, totalizando uma potência aparente de aproximadamente 3,5 kVA.

Figura 43 - Comparação entre transformadores



Fonte: Do autor (2020).

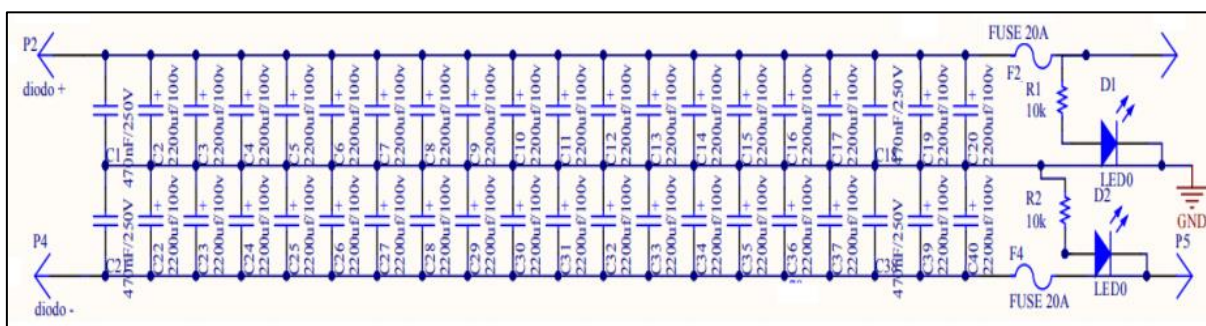
Na Figura 43 é mostrado a diferença entre o tamanho e potência de um transformador convencional e um toroidal. Pode se visualizar que o transformador toroidal de 3,5 kVA tem menos altura e quase o dobro de potência, o que facilita a instalação no gabinete do equipamento e diminui o peso do projeto.

No transformador toroidal, o campo magnético disperso é menor, devido ao núcleo toroidal concentrar as linhas de campo magnético no seu interior, de maneira que o campo magnético produzido é o mesmo em qualquer posição do núcleo, apresentando dispersão quase nula das linhas de força, sendo benéfico para menor interferência eletromagnética no circuito amplificador.

5.2 Banco de capacitores

Por disponibilidade, foram selecionados 36 capacitores eletrolíticos de 2200 $\mu\text{F}/100\text{V}$, para corrigir o problema de ESR. A fonte de alimentação opera com tensão simétrica de $+V$ e $-V$, tendo então um total de 36 capacitores, sendo, 18 em cada lado da fonte, totalizando em 79.200 μF , visto na Figura 44.

Figura 44 - Esquema elétrico do banco de capacitores



Fonte: Do autor (2020).

Também para amenizar os efeitos de interferências eletromagnéticas de alta frequência, foram colocados dois capacitores de poliéster de 470 nF/250 V na entrada do banco capacitivo e 2 dois capacitores de poliéster de 470 nF/250 V na saída do banco capacitivo.

Figura 45 - Banco de capacitores 2200 μ F/100 V



Fonte: Do autor (2020).

Mostrado na Figura 45, o banco de capacitores foi montado sobre uma placa de fibra de vidro, que possui uma maior rigidez, já que o banco tem um peso de aproximadamente 1,5 Kg. As trilhas de cobre foram projetadas com no mínimo 10 mm e recobertas com uma camada de estanho para diminuir a resistência elétrica garantindo altos picos de correntes com poucas perdas.

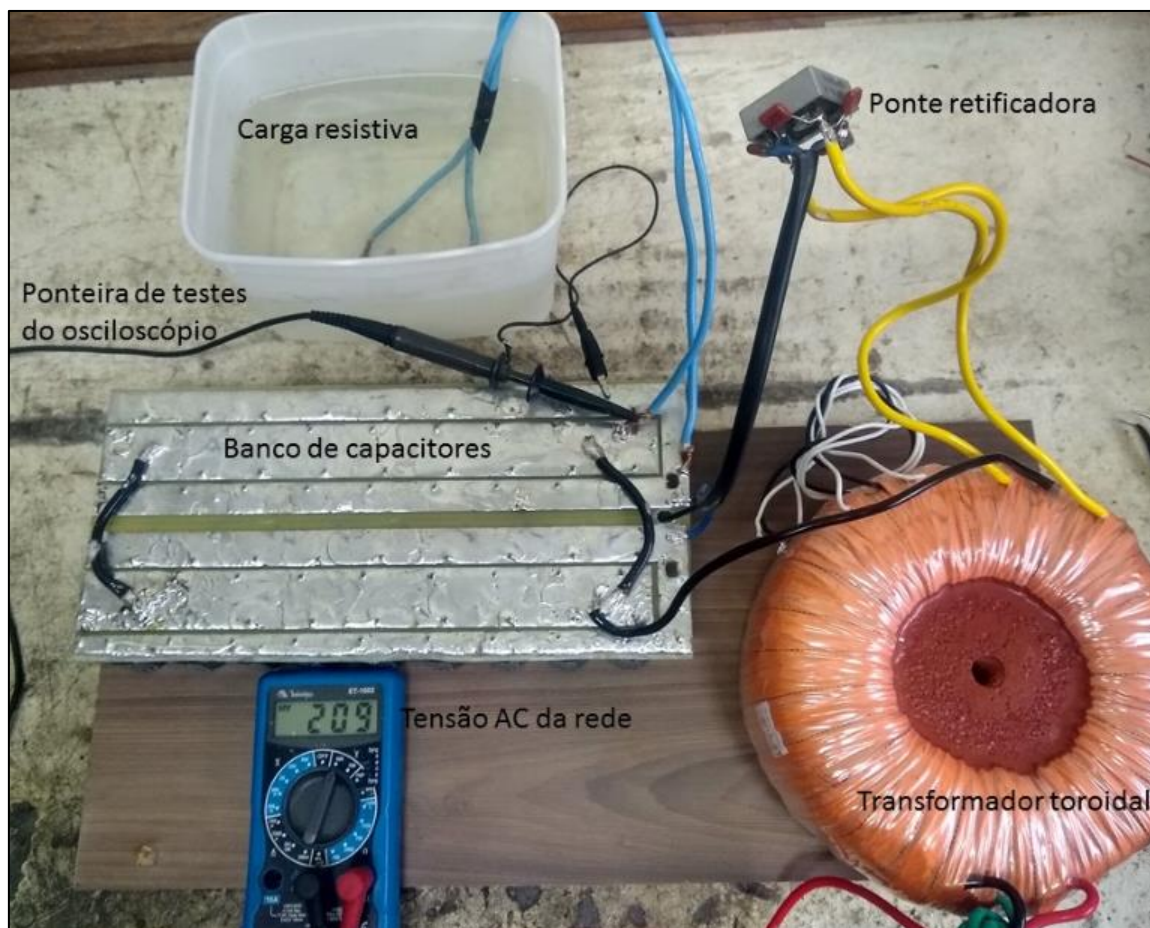
Quando o banco de capacitores é energizado, ele torna-se um curto-circuito no secundário do transformador, já que na modelagem, no tempo - 0t, o capacitor é um circuito fechado, gerando uma alta corrente de carga do banco de capacitores.

Para solucionar o problema, foi adicionado um resistor de 75 Ω com 25 W em série no primário do transformador, que inicialmente suaviza a corrente de carga do banco, que leva de 3 a 5 segundos.

5.3 Teste da fonte de alimentação com carga

Na Figura 46 pode ser visualizado o teste da fonte de alimentação com carga resistiva de aproximadamente 1600 W sobre a carga. Percebe uma queda de tensão da rede AC para 209 V.

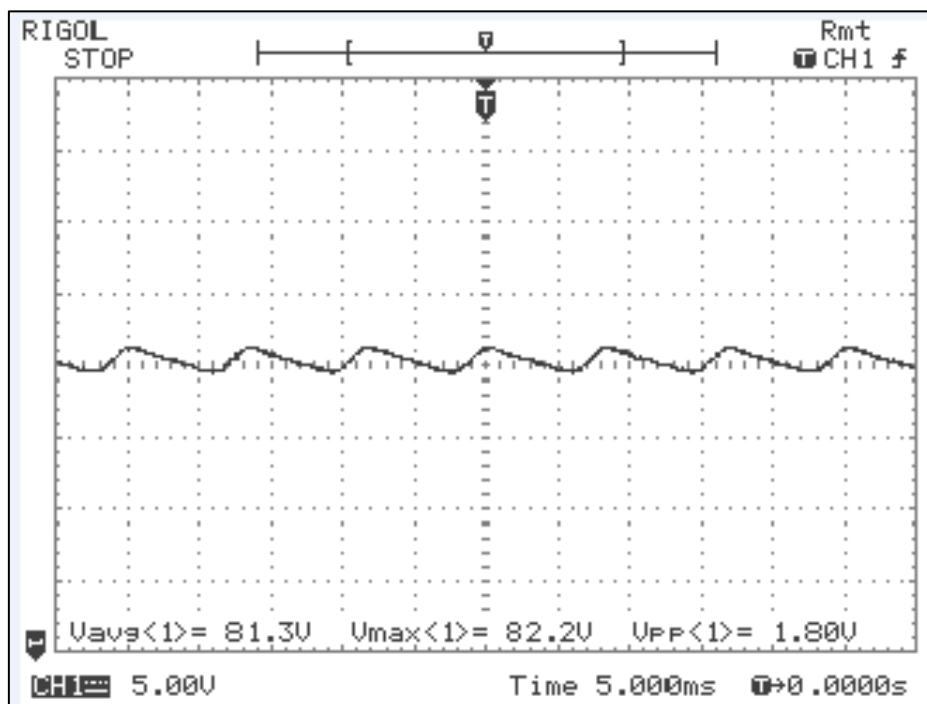
Figura 46 - Teste da fonte com carga resistiva



Fonte: Do autor (2020).

Tendo a rede primária AC com valor nominal abaixo de 220 V, temos uma queda de tensão refletida para o secundário do transformador, que resulta em um valor médio CC abaixo do nominal, mas não afetando o resultado de *Vripple*.

Figura 47 - Medida de Vripple com plena carga em um dos lados da fonte



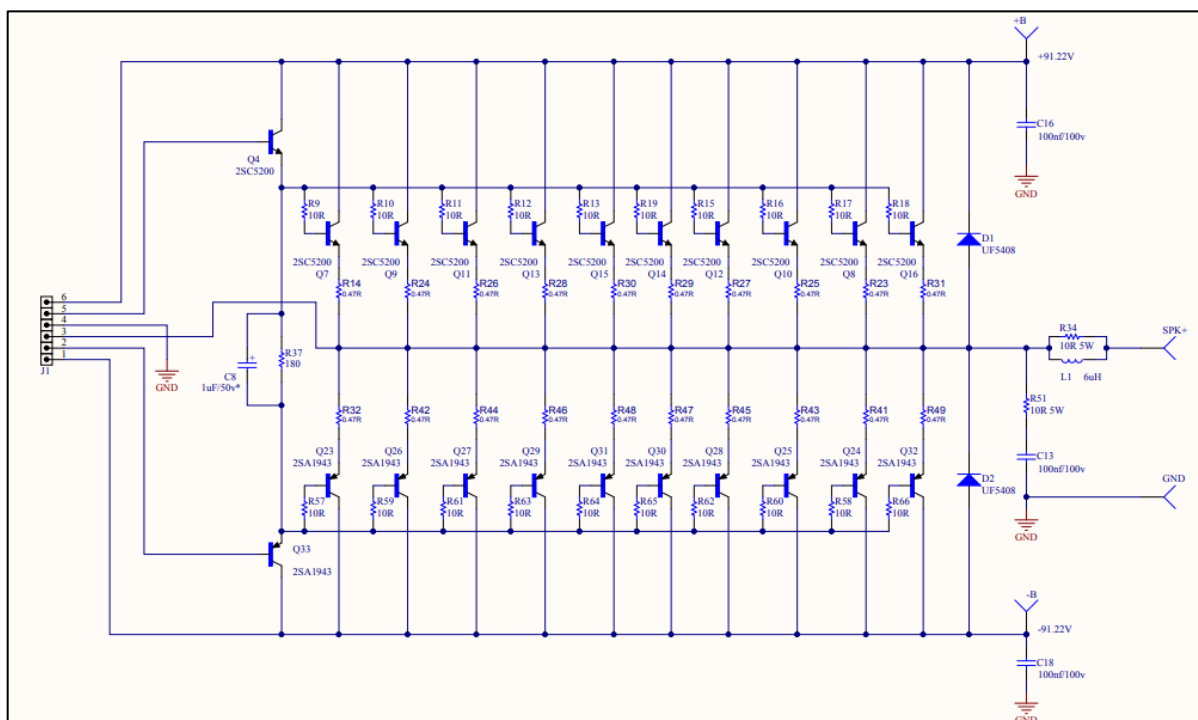
Fonte: Do autor (2020).

Percebe-se na Figura 47 que a medida de *Vripple* com 1,8 Vpp, fica dentro dos 2 % permitidos e calculados na etapa de projeto.

5.4 Simulação e teste da etapa de saída

Na Figura 48 pode ser visualizado o esquema elétrico completo da etapa de potência, com os transistores *drivers* e de saída. Pode-se perceber que os transistores do *pré-driver* não estão presentes no esquema elétrico, pois estarão localizados em uma outra placa, que será a do pré-amplificador. Isso se dá devido a placa de saída operar com altas correntes, e como os transistores do *pré-driver* operam com uma baixa corrente, foram situados para a placa que opera com baixas correntes, evitando possíveis interferências.

Figura 48 - Esquema elétrico da placa de potência



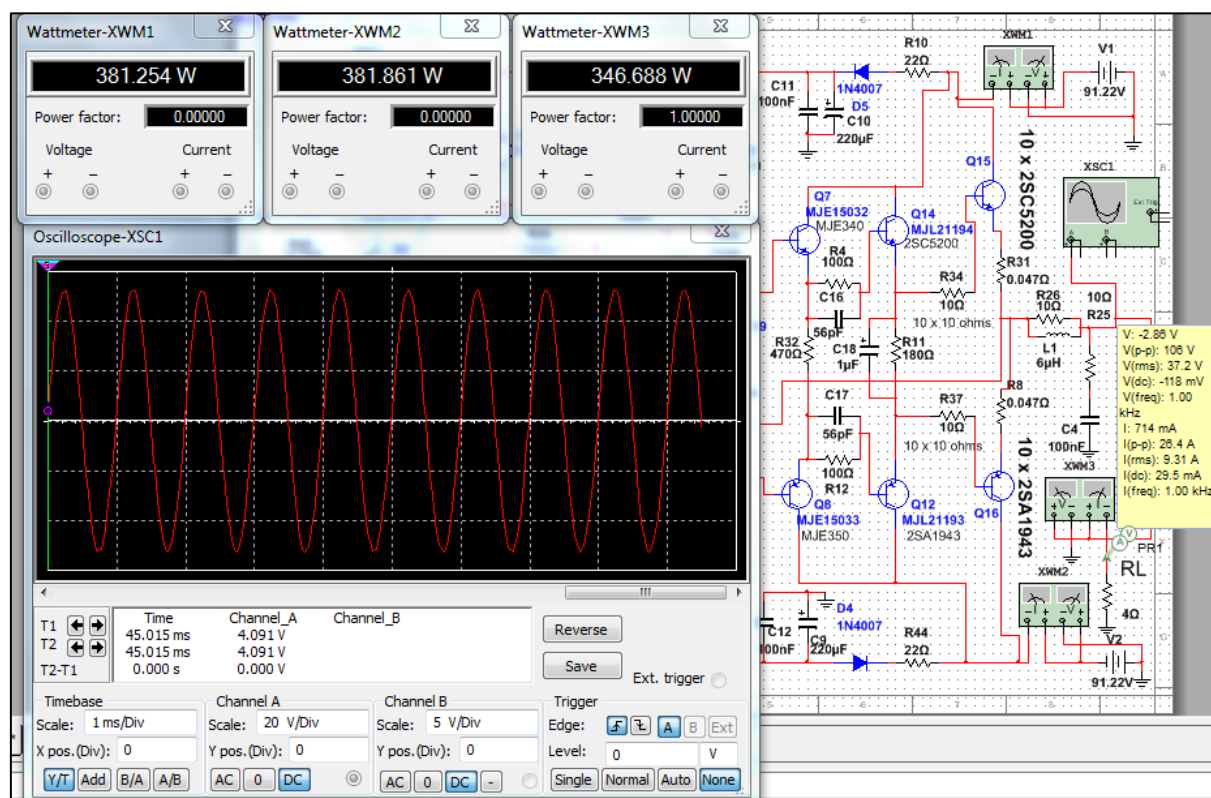
Fonte: Do autor (2020).

A fim de obter certeza nos resultados de projeto, foi realizada uma simulação da etapa de saída com o triplo seguidor de emissor, utilizando o *software Multisim* visto na Figura 49. Pode-se observar o caso de maior potência dissipada, de um terço de potência fornecida pela fonte, calculada na Equação 49 no capítulo de projeto.

Com a simulação, podemos observar na carga um terço da potência máxima fornecida pela fonte, com 346,688 W. Na simulação, a fonte fornece no total de aproximadamente 763,11 W, e subtraindo a potência da carga no valor total, teremos aproximadamente 417 W sendo dissipados. A potência de 417 W é dívida pelos dois lados, dando 208 W dissipados em cada lado.

Nos resultados da simulação, em nenhum caso com menos ou mais potência na carga, a potência dissipada nos transistores de saída ultrapassou de 208 W, comprovando os resultados calculados no projeto com os simulados.

Figura 49 - Simulação do caso com maior dissipação de potência



Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 50, pode ser visualizada a placa de potência já montada, com 10 transistores de saída e *driver* parafusados no dissipador de calor. Deve-se lembrar que na Figura 50 aparece somente um dos lados dos transistores, sendo um lado todos NPN e outro lado PNP, totalizando 22 transistores presos no dissipador.

Figura 50 - Placa de potência montada sobre o dissipador



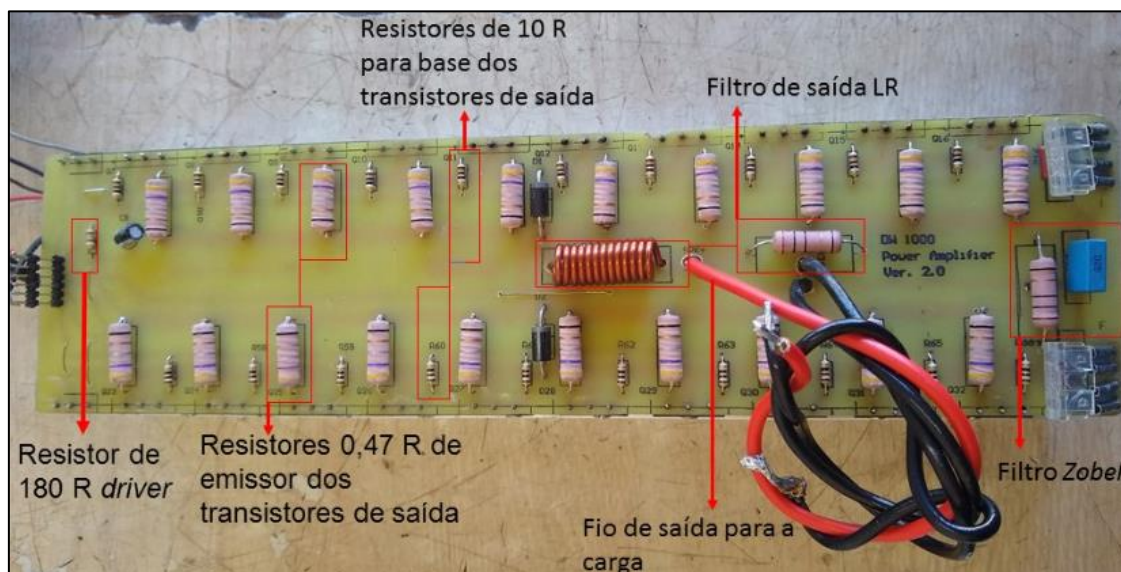
Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 51 pode-se visualizar a placa com vários resistores de base de 10 R iguais e, de emissor de $0,47\text{ R}$ iguais, para o equilíbrio dos β e correntes dos transistores em paralelo.

Pode ser visto que o sinal de saída para a carga sai na região central da placa, em um dos terminais do indutor de saída, assim para obter uma boa simetria entre todos os transistores de saída, fazendo com que possamos diminuir o efeito resistivo das trilhas.

Também na Figura 51, pode ser visto os fios vermelho e preto, que são saídas para a carga a ser ligada no sistema de potência. Os fios dimensionados para a carga devem ter no mínimo a seção $1,5\text{ mm}^2$ para não haver grandes perdas quando o sistema está em sua máxima potência, já que a corrente máxima é de $14,14\text{ A}$.

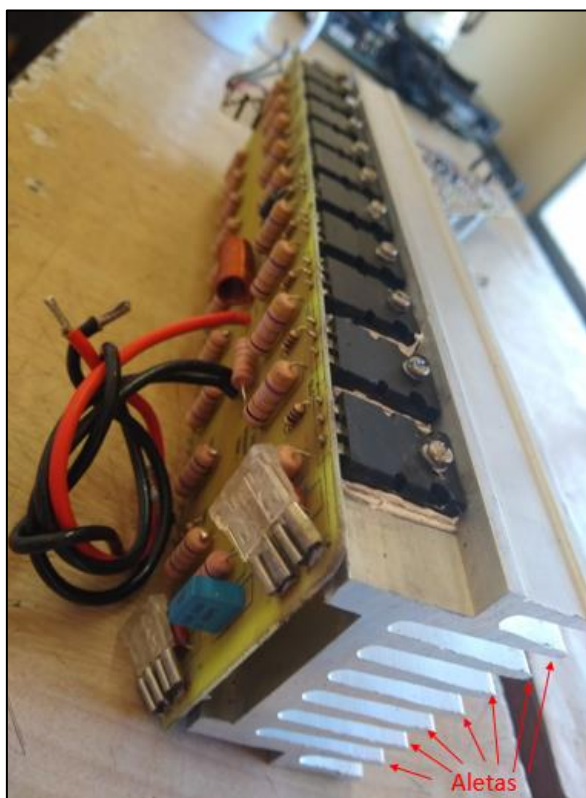
Figura 51 - Vista superior da placa de potência



Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 52, temos a posição que o dissipador irá funcionar para a troca térmica com ventilação forçada. Pode se perceber que o dissipador possui 6 grandes aletas que fazem a troca de calor com o ar.

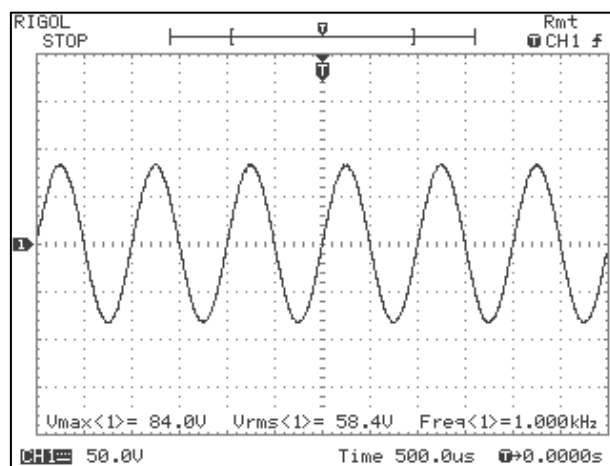
Figura 52 - Aletas de dissipação



Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 53, temos o gráfico do sinal senoidal de 1 kHz presente na carga de 4Ω , com 852 Wrms. O circuito foi mantido em operação durante 15 minutos em potência máxima, estabilizando a temperatura em aproximadamente $45\text{ }^{\circ}\text{C}$, com a temperatura do ar em torno de $20\text{ }^{\circ}\text{C}$.

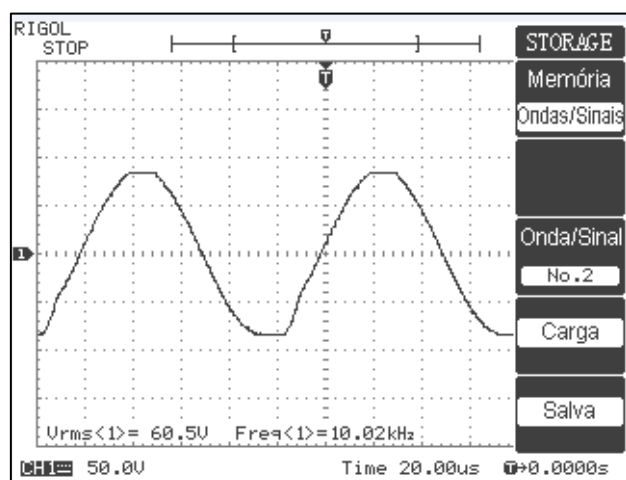
Figura 53 - Sinal senoidal em máxima potência na carga



Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 54, temos o gráfico de saturação do sinal senoidal em 10 kHz presentes na carga. Nota-se, que o sinal nas cristas positivas e negativas se mantém de forma quadrada, mostrando que a fonte de alimentação consegue manter o valor médio estabilizado devido ao banco de capacitores. Se o banco de capacitores tivesse pouca capacitância, haveria ondulações nos topos achatados do sinal.

Figura 54 - Sinal senoidal na saturação



Fonte: Do autor (2020).

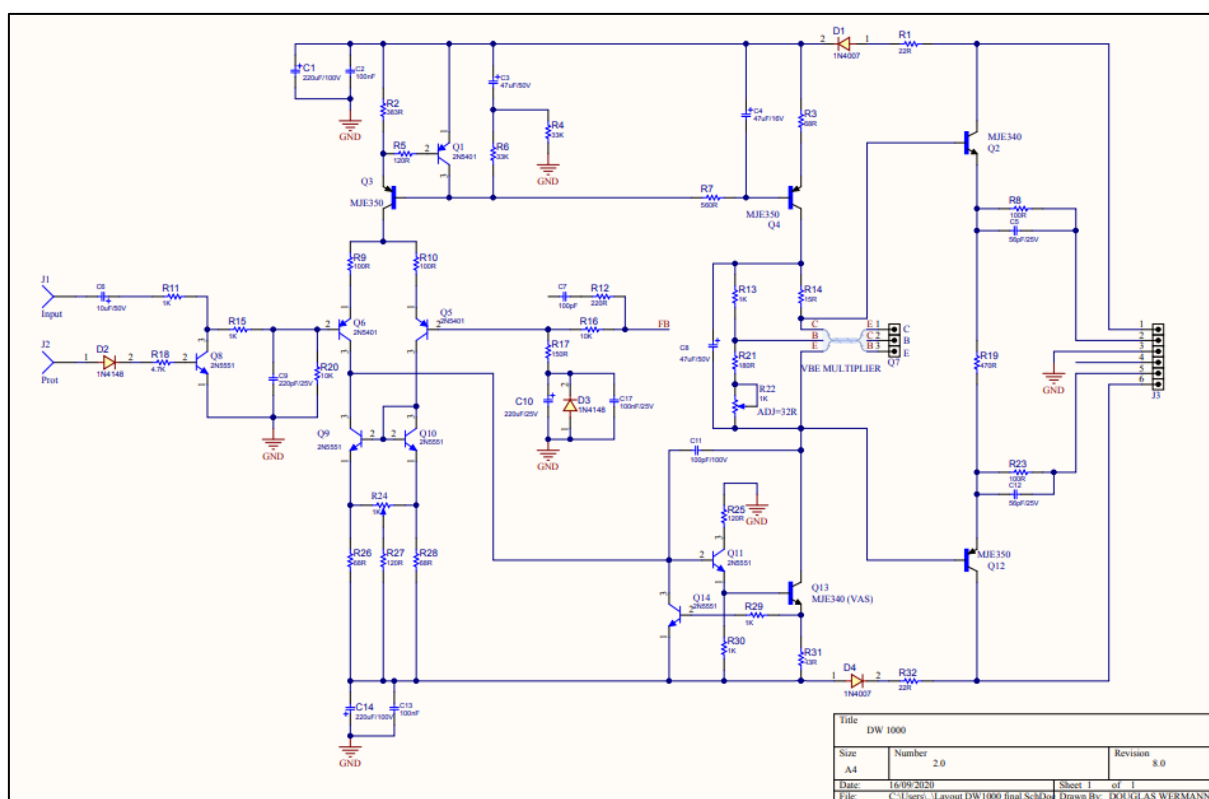
Com as simulações da etapa de potência realizadas, pode-se prosseguir para a segunda etapa do trabalho, dimensionando a etapa de ganho de tensão, que são dadas pelo amplificador diferencial, amplificador de tensão VAS e *feedback* com seus periféricos.

5.5 Placa excitadora

Na Figura 55 pode ser visualizado o esquema elétrico completo da placa excitadora. Nota-se que onde se localiza a escrita (VBE MULTIPLIER) é a saída de três fios que fazem a ligação da base, emissor e do coletor do transistor VBE que vai preso ao dissipador de saída, onde é realizada a estabilidade térmica do estágio de saída.

A alimentação desse estágio é realizada através da placa do estágio de saída que é conectada por uma barra de pinos (J3) na placa excitadora.

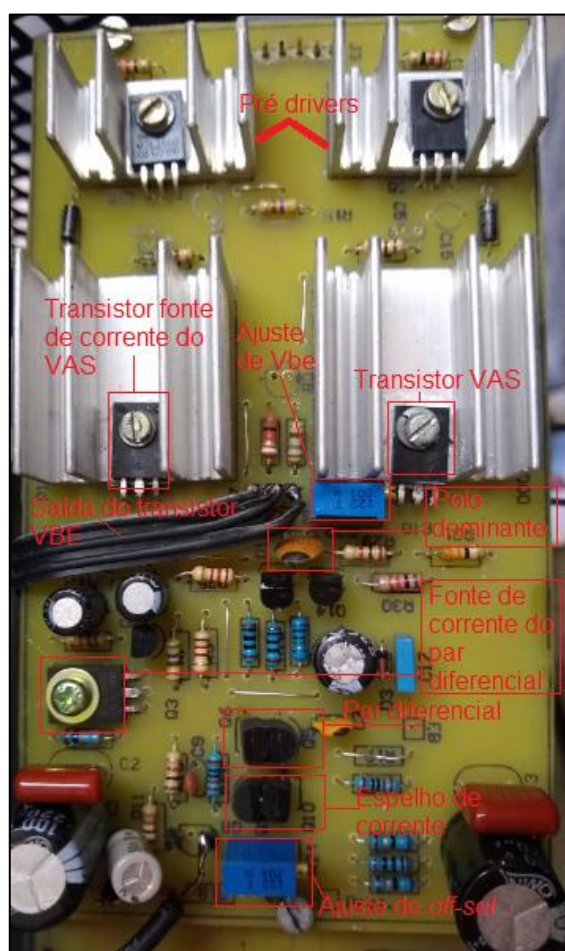
Figura 55 - Esquema elétrico da placa excitadora



Fonte: Do autor (2020).

Na Figura 56 pode ser visualizado o projeto da placa excitadora já finalizada e montada. Pode se reparar que a etapa de pré-driver pertencente a etapa de saída do amplificador está juntamente na mesma placa devido a operar com baixa corrente e baixa potência dissipada.

Figura 56 - Placa excitadora



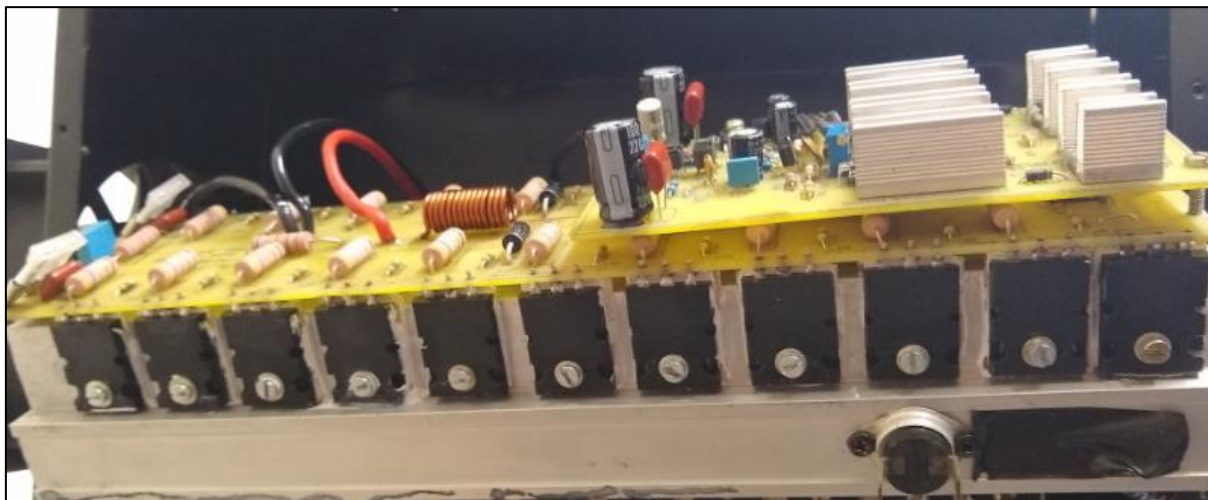
Fonte: Do autor (2020).

Podemos ver na imagem que os transistores do par diferencial e do espelho de corrente estão sendo pressionados entre si com uma borracha termo retrátil que garante uma aproximação de mesma temperatura nos dois transistores, garantindo a mesma curva β nos dois transistores em caso de aquecimento.

Também pode ser visualizado os *trimpots* de ajuste de *off set* e V_{be} para a calibração do circuito. Na placa, pode ser visto que alguns resistores são de cor azul, sendo esses resistores de precisão, que são de degeneração do par diferencial, do espelho de corrente e os do circuito de realimentação NFB.

Na Figura 57 pode ser visualizado o circuito completo com a placa excitadora acoplada ao estágio de saída.

Figura 57 - Vista lateral (circuito completo)



Fonte: Do autor (2020)

Na Figura 58 pode ser visualizado as duas placas sobrepostas já montadas prontas para os testes.

Figura 58 - Circuitos do amplificador finalizado



Fonte: Do autor (2020).

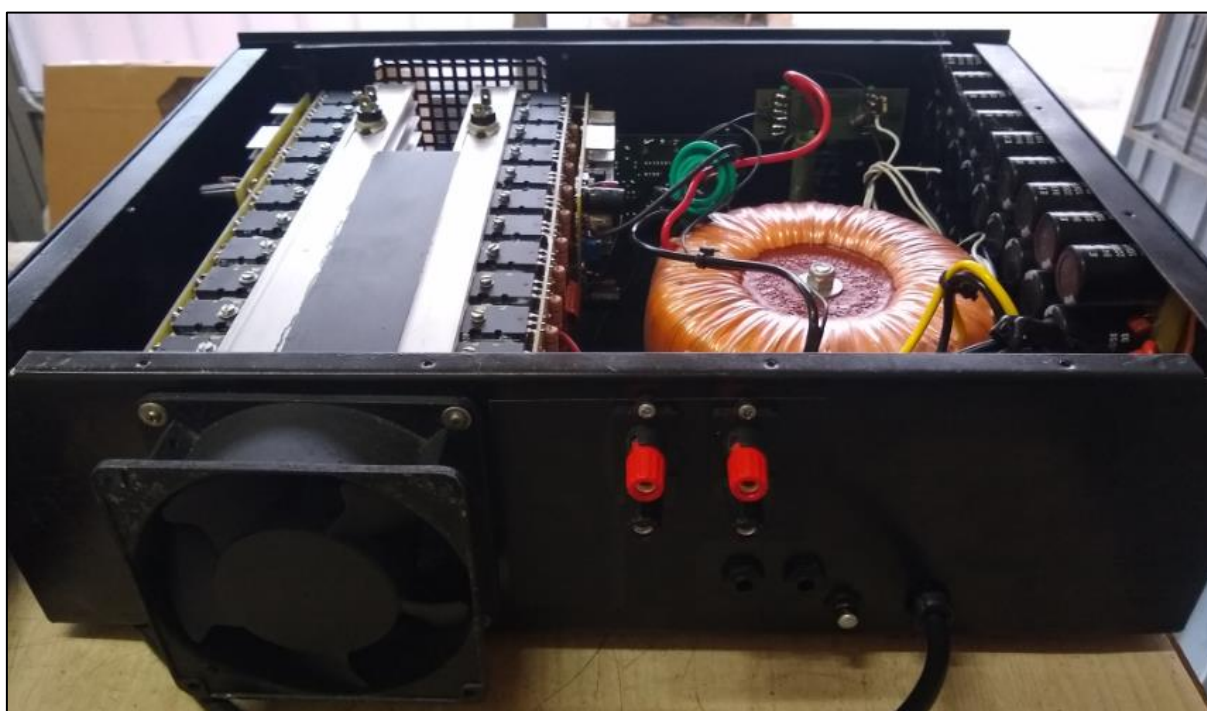
Para a realização dos testes de potência a etapa completa de amplificação foi instalada em um gabinete, onde o dissipador de calor foi inserido em um túnel de vento, garantindo assim uma boa dissipação de calor. Nas figuras 59 e 60 pode ser visualizado o gabinete com a marca *DW amplificadores* onde nota-se dois canais de amplificação instalados no gabinete.

Figura 59 - Vista frontal do painel



Fonte: Do autor (2020).

Figura 60 - Vista traseira



Fonte: Do autor (2020).

Na figura 60 pode ser visualizado os bornes vermelhos sendo as saídas positivas para as cargas do amplificador.

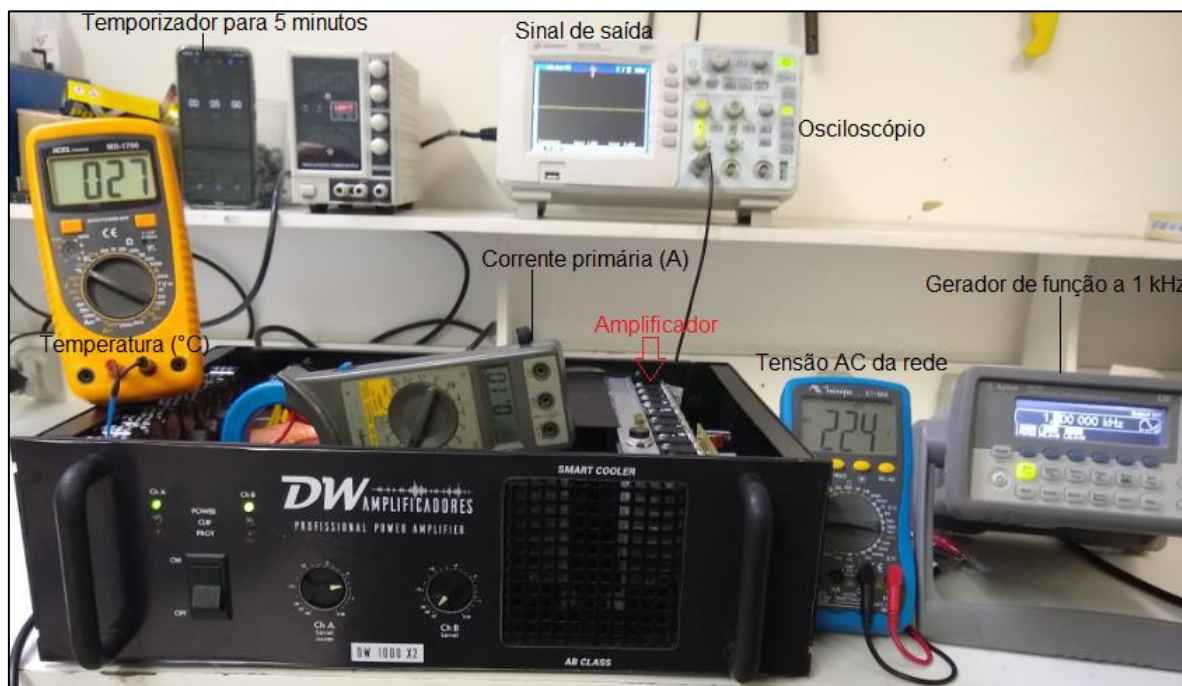
5.6 Teste de potência e estabilidade térmica

Para validar o teste de potência e estabilidade térmica com carga resistiva, foi utilizada a normativa CEA-490, que diz que um circuito amplificador deve permanecer 5 minutos a plena potência no limiar de ceifamento a 1 kHz.

Nos testes a temperatura ambiente estava a 27 °C, sendo que a temperatura limite do dissipador calcula no projeto é de 85 °C. Entre os testes foi esperado que a temperatura do dissipador voltasse novamente para o valor inicial de 27 °C. As figuras 62, 63 e 64 foram capturadas no final de 5 minutos do teste em cada carga diferente. A estabilidade térmica realizada pelo circuito Vbe preso ao dissipador de saída foi aferida com relação a corrente quiescente primária após os 5 minutos de teste, sendo desligado o sinal senoidal e lido no amperímetro a corrente quiescente na devida temperatura no final do teste.

Para medição de temperatura foi utilizado um multímetro com termopar da marca *ICEL* modelo MD1700. Para aferição da tensão da rede AC foi utilizado um voltímetro da marca *MINIPA* de modelo ET988. Para aferição da corrente de entrada foi utilizado um amperímetro da marca *MINIPA* de modelo ET3200. Para gerar sinais foi utilizado um gerador de funções da marca *AGILENT* de modelo 33210A. Para a medição dos sinais de saída do amplificador foi utilizado um osciloscópio da marca *KEYSIGHT* de modelo DSO1072B.

Figura 61 - Condição inicial para os testes



Fonte: Do autor (2020).

A Figura 61 mostra as condições iniciais dos testes, podendo ser visualizado no amperímetro a corrente quiescente de 100 mA a 27 °C.

Foram realizados 3 testes com cargas diferentes de 8, 4 e 2 ohms, sendo que o amplificador foi projetado para 800 Wrms em 4 ohms. A partir dos testes, foram gerados os resultados validando o projeto.

Tabela 3 - Resultado dos testes finais

Carga	Potência medida na saída do amplificador	Tensão primária (VAC)	Corrente primária (AC)	Temperatura do dissipador em (°C)	Eficiência (%)	Corrente Quiescente (Primária)
Teste 1: 8 Ω	60 V = 450 W	222 V	3,03 A	42 °C	67,5	120 mA
Teste 2 : 4 Ω	57,3 V = 820,82 W	220 V	5,25 A	55 °C	70	125 mA
Teste 3 : 2 Ω	52,2 V = 1362,42 W	218 V	9,99 A	79 °C	61	140 mA

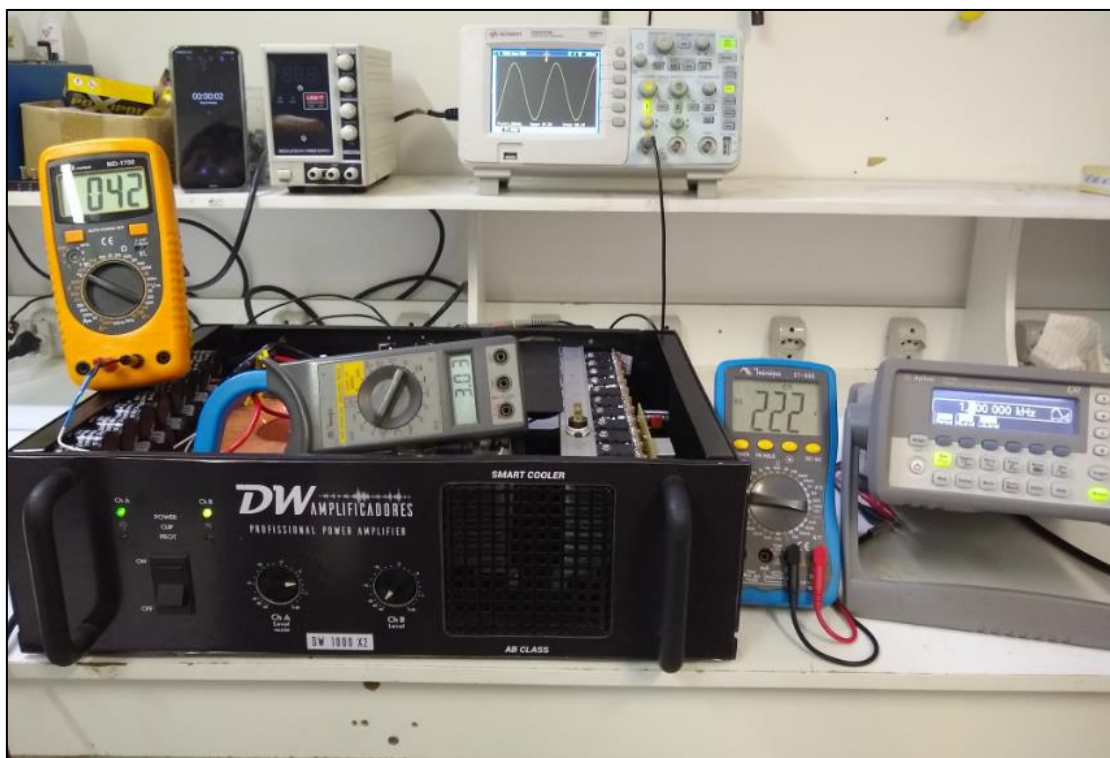
Fonte: Do autor (2020).

Percebe-se que com o aumento da potência na saída do amplificador com carga de menor impedância, a tensão da rede primária apresentou uma pequena queda gradativa nos testes. Na Tabela 2 também podemos notar o aumento da temperatura com o aumento da potência de saída, já que essa topologia é quase que considerada como “amplificador linear”. A máxima transferência de potência deu se na impedância calculada no projeto de 4 ohms, dando uma eficiência de 70 %

considerada muito boa para amplificadores classe AB, já que o limite teórico é de 78,5 %.

Nas Figuras 62, 63 e 64 podem ser visualizadas respectivamente as imagens dos testes com cargas de 8, 4 e 2 ohms ao final de 5 minutos.

Figura 62 - Teste 1 com carga de 8 ohms



Fonte: Do autor (2020).

Figura 63 - Teste 2 com carga de 4 ohms



Fonte: Do autor (2020).

Figura 64 - Teste 3 com carga de 2 ohm



Fonte: Do autor (2020).

5.7 Análise de resposta em frequência

Os testes de análise de resposta em frequência foram realizados com carga nominal de projeto, calculada para ser 4 ohms. Em todos os testes o amplificador foi colocado em funcionamento durante 5 minutos, e então realizado o devido teste e a coleta dos resultados.

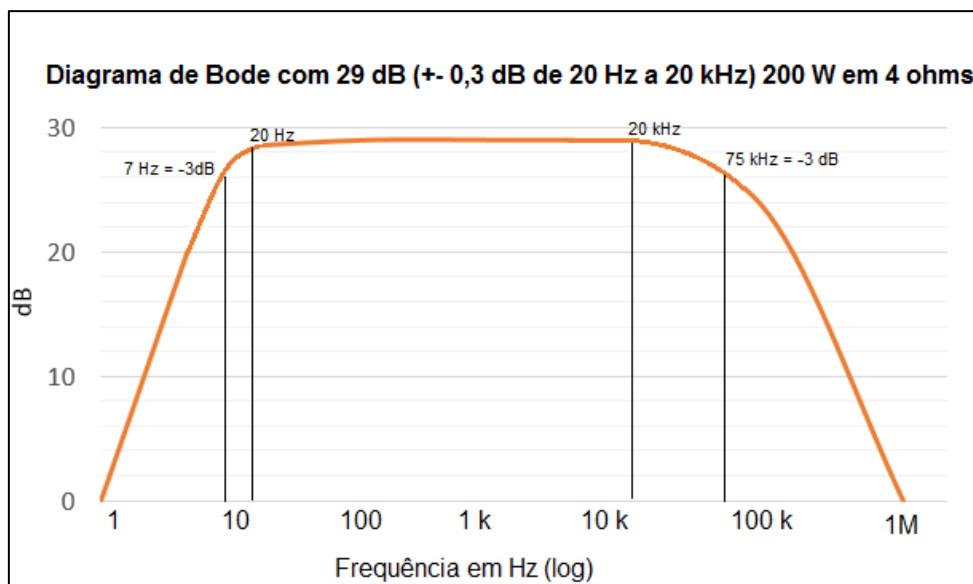
5.7.1 Diagrama de Bode

Para o teste de resposta em frequência foram realizados 2 ensaios com diferentes potências na saída do amplificador, sendo um deles com 200 Wrms e outro com 600 Wrms. O teste não é realizado a máxima potência para não pegar leituras enganosas por interferência de amplitude da tensão da fonte em todo o espectro de frequência, e também não pode ser realizado a máxima potência devido ao filtro *Zobel* gerar uma atenuação de -3 dB na frequência de corte, onde em filtros de primeira ordem a atenuação já começa antes mesmo da frequência de corte, o que acarretaria em erros de leitura.

Na Figura 65 temos a resposta em frequência com 200 Wrms na saída, com a frequência de corte de -3 dB em 7 Hz e 75 kHz. Nota se que de 20 Hz a 20 kHz temos

uma pequena atenuação na ordem de 0,3 dB e a partir de 40 kHz o início da atenuação causado pelo polo dominante.

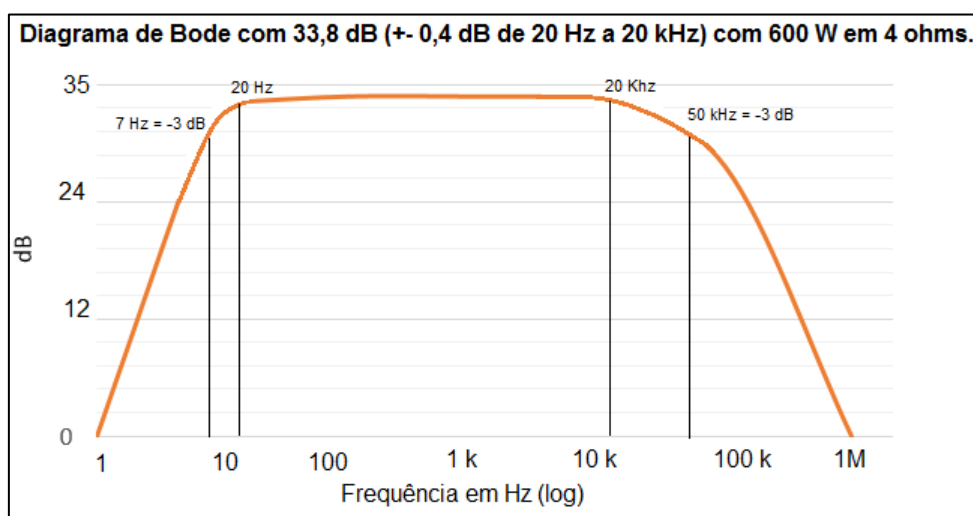
Figura 65 - Gráfico de Bode com 200 W



Fonte: Do autor (2020).

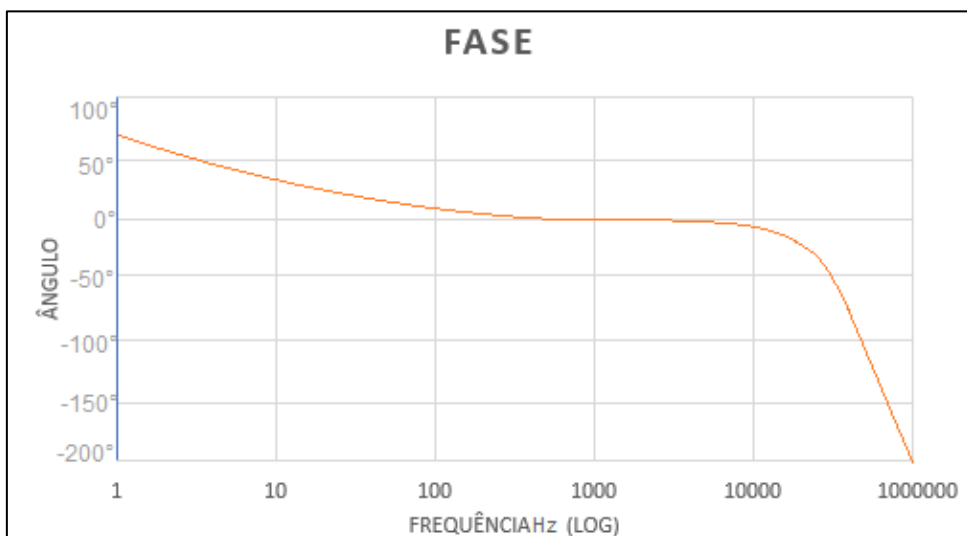
Já na Figura 66 é visto o gráfico de Bode com 75 % de potência nominal, ou seja, 600 Wrms em 4 ohms. Percebe-se que houve uma diminuição da banda passante plana devido a interferência que a carga gera no NFB mudando a interação do polo. A frequência de corte de - 3 dB ficou de 7 Hz e 50 kHz. Nota se que agora entre 20 Hz a 20 kHz temos uma atenuação de 0,4 dB tendo uma maior atenuação a partir de 20 kHz.

Figura 66 - Gráfico de Bode com 600 W



Fonte: Do autor (2020).

Figura 67 - Gráfico de fase



Fonte: Do autor (2020).

Percebe-se na Figura 67 a relação de fase da Figura 66, onde a frequência de corte ficou em aproximadamente -3 dB em 50 kHz e a curva de fase com um atraso de -45°, causado pelo polo dominante do circuito amplificador. Nota-se um atraso de fase de -150° a partir de aproximadamente 700 kHz, e nesse ponto o amplificador passa a ter ganho menor que 1, caracterizando um circuito estável.

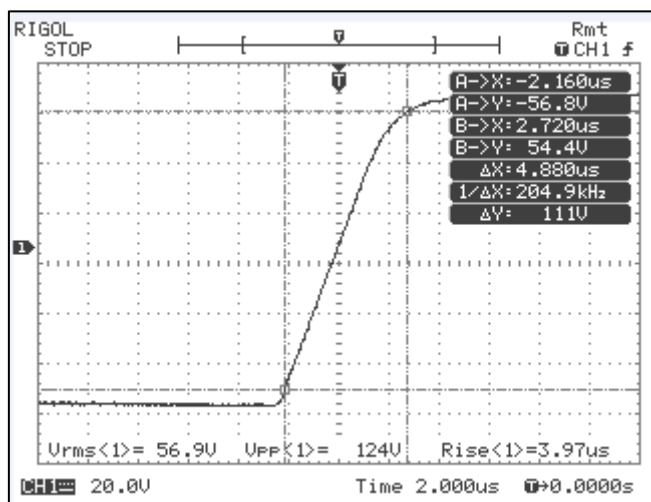
5.7.2 Slew Rate

Para medição do *Slew Rate* foi utilizada uma frequência de 20 kHz com onda quadrada e sentado na saída do amplificador a tensão rms de ceifamento com sinal senoidal, que no caso do amplificador projetado é de 56,57 Vrms.

A partir da Equação 8, o limite mínimo de *Slew Rate* para o projeto deve ser:

$$SR_{min} = \frac{\pi}{0,00005} \cdot \frac{\sqrt{(800 \cdot 2 \cdot 4)}}{500000} = 10V/\mu s$$

O teste foi realizado com carga nominal de 4 ohms e uma tensão de 56,9 Vrms. O teste de *Slew Rate* deve ser aferido entre 10 % a 90 % do nível de tensão de subida do sinal de onda quadrada gerando um delta de tensão igual a 80 %, que pode ser visto nos cursores do osciloscópio na Figura 68.

Figura 68 - Teste de *Slew Rate* $\Delta V = 80\%$ 

Fonte: Do autor (2020).

Se analisarmos o ΔX e ΔY da Figura 68, podemos calcular o *Slew Rate* do circuito projetado.

$$SR_{proj \Delta 80\%} = \frac{\Delta Y}{\Delta X} = \frac{111 \text{ V}}{4,88 \mu s} = 22,75 \text{ V}/\mu s$$

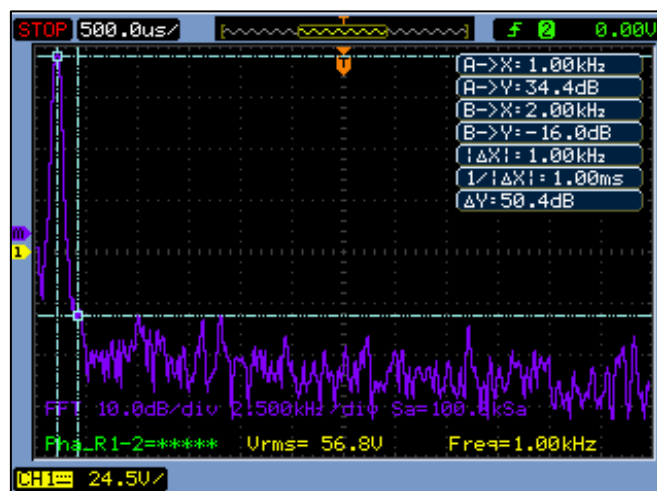
Tendo como resultado um *Slew Rate* de 22,75 V/ μ s, pode se dizer que circuito tem mais que o dobro do mínimo necessário para amplificar sinais de 20 kHz com 800 Wrms, gerando um resultado muito bom.

5.7.3 Análise de Fourier (FFT)

Para a análise dos harmônicos foi utilizada a função FFT do osciloscópio, assim analisando as amplitudes em dB dos subsequentes harmônicos de maior amplitude até 10 kHz.

Na Figura 69 temos a análise dos harmônicos em máxima potência (800 Wrms) no limiar de ceifamento, que caracteriza o THD mais alto para toda a faixa de potência do amplificador projetado para 4 ohms. Percebe-se a amplitude da frequência fundamental de 1kHz em 34,4 dB e a segunda harmônica de 2 kHz em -16 dB, sendo a harmônica de maior amplitude, caracterizando um estágio de amplificação AB.

Figura 69 - Análise dos harmônicos



Fonte: Do autor (2020).

Na Tabela 3 são mostrados os valores de amplitudes coletados no osciloscópio para proceder o cálculo de THD.

Tabela 4 - Amplitude dos harmônicos

Ordem	Amplitude (dB)	Ordem	Amplitude (dB)
Fund.	34,4	6°	-22,8
2°	-16	7°	-30
3°	-24,8	8°	-18,8
4°	-20,8	9°	-16,8
5°	-16,8	10°	-24

Fonte: Do autor (2020).

Seguindo a Equação 7 para o cálculo de THD, podemos estimar a distorção harmônica total do amplificador. Para facilitar o cálculo, foi utilizada uma simplificação dos valores em dB para tensão Rms, e assim inserir os valores na Equação 7.

O sinal de negativo indica que os harmônicos estão abaixo de 0 dB, indicando um delta dB negativo.

$$\frac{Vn^2}{Vf^2} = 10^{\frac{-(\Delta dB)}{10}}$$

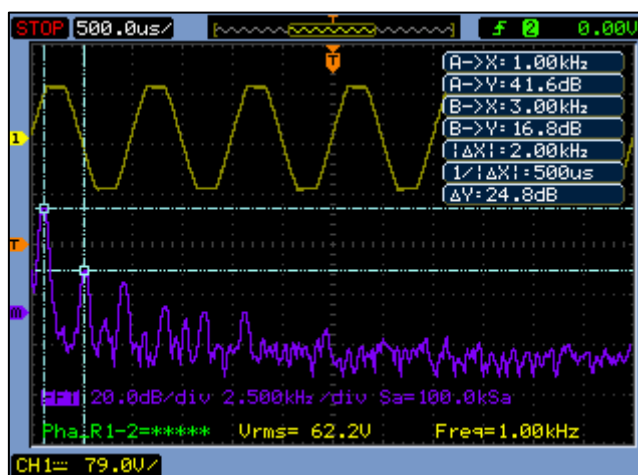
Aplicando a Equação 7:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{10} \frac{V_n^2}{V_f^2}} = \sqrt{(9,12E^{-6}) + (1,2E^{-6}) + (3,01E^{-6}) + (7,58E^{-6}) + (1,9E^{-6}) + (3,63E^{-6}) + (4,78E^{-6}) + (7,58E^{-6}) + (1,44E^{-6})} \cdot 100$$

$$THD = 0,63 \%$$

Já na Figura 70 pode ser visualizado os harmônicos com o amplificador na saturação, fazendo prevalecer harmônicos de ordem ímpar devido ao achatamento da crista e do vale do sinal senoidal, tendo características de um sinal de onda quadrada.

Figura 70 - Harmônicos de ordem ímpar



Fonte: Do autor (2020).

Na figura 70, a distorção harmônica total do sinal chegou em 6,83 % devido a saturação do sinal.

6 CONCLUSÃO

O estudo e desenvolvimento do presente trabalho possibilitou uma análise teórica e de projeto para diferentes etapas de amplificação utilizadas na eletrônica clássica. Com o estudo detalhado da topologia de um amplificador classe AB, possibilitou-se uma aplicação de um circuito de alta potência, que mostrou-se com bons resultados, em condições com sinal de saída senoidal e carga resistiva.

A implementação do amplificador possibilitou a obtenção de resultados satisfatórios, sendo: que a potência de saída mostrou-se acima do valor projetado com uma potência medida de 820,82 W_{rms} com 4 ohms e 1362,42 W_{rms} com carga de 2 ohms com sinal senoidal. Como a etapa de saída foi projetada para 4 ohms, não impossibilita que o amplificador não possa operar com carga de 2 ohms com sinal senoidal, mas isso ocasiona diminuição de eficiência, consequentemente dissipando mais calor na etapa de saída e aquecendo mais os transistores, o que pode levar a queima do estágio de saída, causando sérios danos.

Na prática com caixas acústicas, o amplificador pode operar tranquilamente em 2 ohms, pois os testes em laboratório são realizados com tom senoidal puro, com fator de crista de 3 dB, caracterizando a potência de pico sendo o dobro da potência W_{rms}. Na prática não são utilizados sinais contínuos para testes em transdutores de áudio (alto falantes), e sim são aplicados programas musicais ou sinais complexos que possuem um fator de crista de em média de 6 dB.

Quanto à potência, ainda os testes com ruído rosa mostraram que com sinal complexo o valor médio rms não ultrapassou os 450 W_{rms} em 2 ohms no limiar de saturação e foi comprovado também um aquecimento reduzido em comparação ao teste em 2 ohms com sinal senoidal. Logicamente que atualmente os programas musicais são gravados com um menor fator de crista, fazendo com que o amplificador

tenha mais desempenho de potência. Pode-se concluir que o pior caso para testes de potência é com sinal senoidal puro.

A etapa de saída se mostrou com bons resultados térmicos com a carga de projeto de 4 ohms, isso devido a quantidade de pares de transistores de saída e uma boa ventilação com túnel de vento. Os transistores de saída são os mais críticos na escolha, pois o β de cada um deles deve ser casado para que não haja sobrecarga em um deles, evitando a queima.

Quanto a fonte de alimentação do amplificador, a mesma se mostrou estável com a carga de 4 ohms e com 2 ohms apresentando um leve aquecimento no transformador devido ao dobro de corrente que o mesmo deve fornecer. Um dos pontos críticos de projeto foi a inserção do transformador toroidal no gabinete com a placa do amplificador, pois o transformador tem características de emitir um forte campo magnético de 60 Hz, fazendo com que o amplificador localizado ao lado do transformador capte essa frequência e gere um pequeno ruído audível de 60 Hz na ordem de alguns mW.

A solução para o ruído de 60 Hz é blindar o transformador com alguma cobertura de metal sobre ele, que deve ser analisado se é viável ou não, pois o ruído é de baixa amplitude.

Obteve-se uma boa resposta em frequência de banda passante plana de 20 Hz a 20 kHz com uma variação de $\pm 0,4$ dB e de 7 Hz a 50 kHz com ± 3 dB, demonstrando que o circuito pode amplificar sinais audíveis de baixa frequência e de alta frequência sem muita variação de amplitude na saída. A boa largura de banda em malha fechada veio do alto ganho em malha aberta de aproximadamente 120 dB e das compensações do circuito que linearizaram a resposta em frequência do amplificador.

As compensações com fonte de corrente constante e espelho de corrente apresentaram uma boa estabilidade que garantem uma maior linearidade com grandes variações de tensão no estágio de amplificação (VAS), mantendo as correntes de malha sempre estabilizadas nos valores pré-definidos de projeto. A estabilidade do circuito gera confiabilidade e linearidade do circuito em qualquer que seja o valor de frequência audível aplicada na entrada do amplificador.

Em relação a problemas típicos apresentados em amplificadores, como distorção harmônica, e taxa de subida de sinal em onda quadrada (*Slew Rate*), os resultados obtidos foram muito satisfatórios e ficaram dentro dos valores desejados de projeto, até mesmo mostrando uma boa largura de banda devido ao *Slew Rate* ter ficado com 22,75 V/us, que mostra um valor de 2,27 vezes acima do valor mínimo permitido para o projeto. O resultado obtido com um THD de 0,63 % em máxima potência a 4 ohms, mostrou um resultado muito satisfatório para o projeto, que futuramente poderá ser analisado em um analisador de espectro e assim melhorar ainda mais o parâmetro THD.

Em todas as etapas do projeto, sempre houve um grande cuidado no dimensionamento das etapas tendo em mente a menor distorção possível, sempre levando em consideração dados e circuitos testados por referências na área, sempre levando o compromisso da estabilidade x a distorção harmônica.

Um dos estágios críticos para manter a relação de compromisso é o triplo estágio de saída, ou triplo seguidor de emissor, onde nesse estágio temos transistores de baixa potência no pré-driver, que não podem gerar excesso de calor pois os mesmos estão presos em pequenos dissipadores e não podem ocupar muito espaço na placa. Um estágio triplo seguidor de emissor mal dimensionado é susceptível a oscilações devido ao alto ganho local.

O projeto do amplificador foi montado em duas placas de circuito impresso com *layouts* diferentes, que surpreendentemente apresentaram resultados diferentes com relação a ruídos de 60 Hz e oscilações na ordem de MHz. O *layout* final foi o mais otimizado devido aos componentes estarem dispostos um perto do outro, principalmente nos transistores do par diferencial e espelho de corrente.

É de suma importância que os transistores do par diferencial e espelho de corrente estejam com os β casados e os invólucros unidos termicamente para não gerar diferença de ganhos quando houver aquecimento deles. Essa técnica leva a uma linearidade do *off-set* de saída em toda a faixa térmica do circuito como um todo. O *off-set* de saída permitido para o circuito é de 10 mV, e que ficou com um resultado de 2 mV.

No decorrer do projeto foram feitas comparações com dados técnicos de manuais de grandes fabricantes nacionais que geraram grandes dúvidas,

principalmente no quesito de potência rms máxima e THD. Valores exorbitantes que provavelmente servem apenas para apelos de marketing e que foram comparados com o presente projeto e concluído que somente poderia fazer a comparação com os amplificadores em mesmas condições de testes, pois cada fabricante realiza os testes em seus laboratórios e coletam valores que muitas vezes mistificam o amplificador comercializado.

Pode-se concluir que para sistemas de alta fidelidade que exigem baixa distorção harmônica a classe de amplificação AB ainda é indicada até certos níveis de potência, pois apresenta bons rendimentos com bons parâmetros do sinal de saída.

REFERÊNCIAS

APRENDER SOBRE ELETRÔNICOS. **O que é a Tensão RMS?** s.d. Disponível em: <<http://www.learningaboutelectronics.com/Artigos/Tensao-RMS.php>. > Acesso em: 23 mar. 2020.

BARROS, Marcelo. **Uma breve história dos amplificadores de áudio**. Next Pro, 17 mai. 2019. Disponível em: <https://www.amplificadoresnextpro.com.br/index.php/blog/de-marcelo-barros/186-uma-breve-historia-dos-amplificadores-de-audio>. Acesso em: 14 mar. 2020.

BARÚQUI, Fernando Antônio Pinto. **Eletrônica IV**. Disponível em: <http://www.del.ufrj.br/~baruqui/Apostila_EletIV.pdf>. Acesso em: 23 mar. 2020.

BORTONI, R. **Amplificadores de áudio**. Editora: H. Sheldon Brasil, 2002, 169 p.

BORTONI, R.; NOCETI FILHO, S.; SEARA, R. **Dimensionamento e avaliação de estágios de potência de amplificadores de áudio classes A, B, AB, G e H, assistido por análise computacional**. III Convenção de Engenharia de Áudio da AES Brasil. Artigo. pp. 1-16, mai. 1999.

BORTONI, R.; NOCETI FILHO, S.; SEARA, R., **Analysis, design and assessment of class A, B, AB, G and H audio power amplifier output stages based on Matlab Software**. 110th Convention of the Audio Engineering Society, AES 2001, pp. 1-14, Amsterdã, Holanda, p. 1-14 mai. 2001.

BORTONI, R. **Amplificadores de potência**. 2007. Disponível em: <http://www.studior.com.br/amp_avan.pdf> Acesso: 10 mar. 2020.

CARVALHO, G. P. J. **Desenho de um amplificador de áudio avançado (Design of an advanced audio amplifier)** Dissertação (Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Major Automação) - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, jun. 2012.

GHEGG. Check Study. An input voltage which swings from the lowest to highest power supply rails is applied to an op amp, which results in the output waveform as shown. **What is the slew rate of this op amp?** 2020. Disponível em: <<https://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/input-voltage-swings-lowest-highest-power-supply-rails-applied-op-amp-results-in-the-output-q30645542>> Acesso em: 18 mar. 2020.

CIPELLI, Antonio Marco V.; MARKUS, Otávio; SANDRINI, Waldir João. **Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos**. 23. ed. São Paulo: Érica, 2007. 445 p.

CORDEL, B. **Audio power amplifier**. Estados Unidos: Editora McGraw-Hill, 2011. 608 p.

DATASHEET TOSHIBA. **Manual de fabricante**. 2004. Disponível em: <<http://www.farnell.com/datasheets/316951.pdf> >. Acesso em: 21 mar. 2020.

DIAS, M. **Eletrônica II: Amplificadores de potência**. Universidade Federal do Acre (UFAC) 2006, 33 p.

DUNCAN, B. **High Performance audio power amplifiers**. Editora: Newnes Grã-Bretanha, 1996, 463 p.

HAUSSEN, L. **Som, câmera, ação**: a relevância do som na história do cinema. Porto Alegre; Famecos/PUCRS, n. 17, 20 dez. 2008.

JANSSEN, F. Excitação de etapas de potência classe ab: uma nova abordagem. Centro Federal de Educação Tecnológica de Sergipe, Aracaju – SE, **Revista Eletrônica de. Potência**, Sergipe, Aracajú, v. 9, n. 2, nov. 2004.

LIMA, E. B. E. **Medidas e especificações vs. avaliações subjetivas**: o caso dos amplificadores a válvula Single Ended. Audiopax Sistemas Eletroacústicos Ltda, Rio de Janeiro, BR., s.d.

MARQUES, Ângelo Eduardo B.; CHOUERI JUNIOR, Salomão; CRUZ, Eduardo Cesar Alves. **Dispositivos semicondutores**: diodos e transistores. 4. ed. São Paulo: Erica, 1998.

MERCADO LIVRE. **Dissipador de alumínio para amplificadores 30cm**. Disponível em: <https://produto.mercadolivre.com.br/MLB-687040690-dissipador-de-aluminio-para-amplificadores-30cm-_JM?quantity=1> Acesso em: 30 mai. 2020.

MILLMAN, J.; HALKIAS, C. C. **Electronic devices and circuits**. 5. ed. McGraw – Hill. Transistor circuit analysis and design, Affiliated East - West Press, 1971.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012. 824 p.

PEREIRA, Jonathan. **Transistores bipolares parte I**. Instituto Federal de educação, ciência e tecnologia. Rio Grande do Norte. S.d. Disponível em: <<https://docente.ifrn.edu.br/jonathanpereira/disciplinas/eletronica-analogica/aula-5-transistor>> Acesso em: 23 mar. 2020.

PROFELETRO. **Transístores bipolares IV**. S.d. Disponível em: <<http://www.profelectro.info/tag/componetes-electronicos/>> Acesso em: 23 mar. 2020.

SELF, D. **Audio power amplifier design handbook**. 3 ed., Editora newnes, 2002. 427 p.

SELF, D. **Audio power amplifier design handbook**. 4 ed., Editora newnes, 2006, 466 p.

SELF, D. **Audio power amplifier design**. 6 ed., Editora: Routledge, USA, 2013. 718 p.

SKIBITZKI, Oliver. **Material Science for high performance SiGe HBTs: Solid-Phase Epitaxy and III-V/SiGe hybrid approaches**. Research Gate, out. 2013.

Disponível em: <https://www.researchgate.net/figure/Symbols-and-nomenclatures-of-a-n-p-n-transistor-and-b-p-n-p-transistor-I-E-I-B-and_fig3_259283223 > Acesso em: 26 mar. 2020.

SLONE G. R. **High power audio amplifier construction manual**. Editora: McGraw-Hill., USA, 1999. 476 p.

STUDYLIBPT. **Resposta em frequência de amplificadores**. s.d. Disponível em: <<https://studylibpt.com/doc/3374600/10a-aula>>. Acesso em: 30 mar. 2020.

TOSHIBA. **Semiconductor handling precautions and requests, 2017-2018**. Toshiba electronic devices & storage corporation. Dec. 2018. Disponível em:<<https://toshiba.semicon-storage.com/> >. Acesso em: 20 mar. 2020.

WKORICH. **A evolução dos aparelhos de áudio**. 15 ago. 2018. Disponível em:<https://www.wkoerichimoveis.com.br/blog/a-evolucao-dos-aparelhos-de-audio/> . Acesso em:14 mar. 2020.

ZANELLA, L. C. H. **Metodologia de pesquisa**. 2. ed. Florianópolis: UFSC, 2013. 134 p.



UNIVATES

R. Avelino Tallini, 171 | Bairro Universitário | Lajeado | RS | Brasil
CEP 95900.000 | Cx. Postal 155 | Fone: (51) 3714.7000
www.univates.br | 0800 7 07 08 09